

W. NONNENMACHER

Ein selektiver Verstärker mit 1 Hertz Bandbreite

Mitteilung aus dem Institut für Nachrichtentechnik der Technischen Hochschule Stuttgart

DK 621.375.132.3.018.422

1. Zweck und Prinzip der Apparatur

Für die Spektraluntersuchung besonderer Geräuschspannungen wurde ein sehr selektiver Meßverstärker mit einer Bandbreite von wenigen Hertz benötigt. Die zu diesem Zweck aufgebaute Apparatur verwendet einen käuflichen Überlagerungsverstärker, der in mehrfacher Überlagerung das interessierende Frequenzband auf 1000 Hz umsetzt. In einem anschließenden sehr selektiven Zwischenfrequenzverstärker wird das umgesetzte Signal mit der angegebenen kleinen Bandbreite weiterverstärkt und zur Anzeige gebracht. In der vorliegenden Arbeit soll lediglich über diese letzte hochselektive Verstärkerstufe berichtet werden. Hierfür hat sich ein rückgekoppelter Katodenverstärker gut bewährt, mit dessen Hilfe ein Schwingungskreis entdämpft wird. Die benutzte einfache Schaltung ist in der amerikanischen Literatur [1] als „Q multipler“ bekannt geworden. Wegen ihrer bemerkenswerten Eigenschaften und vielseitigen Verwendungsmöglichkeiten halten wir es für nützlich, wenn die Schaltung einem weiteren Kreis bekannt wird.

Übliche Filter und selektive Verstärker enthalten Schwingungskreise mit Verlusten. Die Verluste haben zur Folge, daß man mit den heute zur Verfügung stehenden Spulen kein Bandfilter bauen kann, dessen relative Bandbreite nennenswert unter 1% liegt. Mit mechanischen Schwingern (Quarzen u. dgl.) lassen sich zwar noch wesentlich kleinere Bandbreiten erreichen, solche Mittel stehen aber vorläufig nur wenigen Laboratorien zur Verfügung. Aus diesem Grund hat man nach wie vor Interesse an Schaltungen, bei denen normale Schwingungskreise durch positive Rückkopplung entdämpft werden.

Das Verfahren der Entdämpfung von Schwingungskreisen durch Rückkopplung ist schon lange bekannt, ebenso aber auch die üblicherweise sich einstellenden prinzipiellen Nachteile dieses Verfahrens. Während nämlich eine Verstärkerschaltung durch negative Rückkopplung (Gegenkopplung) gegenüber Schwankungen der Röhreneigenschaften besonders unempfindlich wird, erweist sie sich bei positiver Rückkopplung (Mitkopplung) als besonders anfällig solchen Störungen gegenüber. Das führt dazu, daß die meisten Schaltungen mit positiver Rückkopplung nicht die Konstanz aufweisen, die man von einem Meßgerät fordern muß.

Wenn man in einem Verstärker von einer Mitkopplung Gebrauch macht, so geschieht das heutzutage nicht mehr um der dabei erreichbaren höheren Verstärkung willen, sondern nur, weil man damit einen besonderen Frequenzgang erreichen will. Diesem Frequenzgang zuliebe opfert man gerne einen großen Teil der an sich erreichbaren Verstärkung, wenn es gelingt, dafür ein stabileres Verhalten der Schaltung einzutauschen. Durch gleichzeitig angewandte Mit- und Gegenkopplung kann man dieses Ziel tatsächlich erreichen. Zu diesem Zweck werden die am wenigsten konstanten Teile des Verstärkers, nämlich die Röhren, zunächst sehr stark (frequenzunabhängig) gegengekoppelt, so daß Röhrenschwankungen nur noch einen geringen Einfluß

ausüben können. Der so gewonnene sehr stabile Verstärker erhält anschließend die zur Erzeugung des gewünschten Frequenzganges notwendige (frequenzabhängige) Mitkopplung. Die Mitkopplung wirkt im ungünstigsten Fall — nämlich, wenn sie phasenrein ist — der vorherigen Gegenkopplung gerade entgegen und hebt sie zum Teil wieder auf. Entscheidend für die Konstanz der Schaltung ist vor allem, daß diese Mitkopplung bei allen Frequenzen möglichst kleiner bleibt als die vorausgegangene Gegenkopplung. Das heißt aber, daß die resultierende Rückkopplung bei allen Frequenzen im Grunde Gegenkopplung bleibt und nie zur Mitkopplung wird. Auf diese Weise kann man trotz einer tatsächlich benutzten Mitkopplung eine recht konstante Schaltung erreichen.

Es scheint zunächst, daß man beliebig starke Mitkopplung verwenden darf, wenn man nur vorher entsprechend stark gegengekoppelt hat. Dies trifft nicht in vollem Umfang zu, man muß vielmehr berücksichtigen, daß man zwar durch starke Gegenkopplung alle Röhrenschwankungen fast beliebig stark verringern kann, daß aber die gleichermaßen kritischen passiven Schaltelemente in den Rückkopplungszweigen auch nicht exakt konstant sind, sondern beispielsweise Temperatur- oder Amplitudenabhängigkeit zeigen. Das Verfahren stößt daher bald auf Grenzen, die seine Anwendbarkeit auf mäßige Mitkopplung beschränken.

Im hier besprochenen Fall wurde ein Katodenverstärker benutzt, der stets sehr stark gegengekoppelt ist. Vom Ausgang des Katodenverstärkers erfolgt eine zusätzliche positive Rückkopplung auf einen am Verstärkereingang liegenden Schwingungskreis. Die Güte dieses Schwingungskreises erhöht sich durch die positive Rückkopplung scheinbar. Eine Gütesteigerung bis zum Faktor 10 ist noch bei guter Konstanz möglich.

2. Aufbau und Wirkungsweise des selektiven Verstärkers

Abb. 1 zeigt die einfache Schaltung. Im linken Teil sieht man eine normale Pentodenstufe, die auf einen Parallelschwingungskreis mit der Resonanzfrequenz $f_0 = 1000$ Hz arbeitet. Der Katodenwiderstand der Pentode ist nicht überbrückt. Dadurch wird der Pentodeninnenwiderstand so stark erhöht, daß er gegenüber dem durch die Verluste gegebenen Resonanzwiderstand R_p des Schwingungskreises nicht ins Gewicht fällt. Auf die selektive Pentodenstufe folgt der Katodenverstärker mit der gestrichelt eingezeichneten Rückkopplungsleitung, die zur Anzapfung der Schwingkreisspule führt. Diese Rückkopplungsleitung soll zunächst unberücksichtigt bleiben. Der Katodenverstärker ist dann durchaus normal geschaltet, seine Verstärkung beträgt knapp 1, und sein Eingangswiderstand ist so hoch, daß er gegenüber R_p vernachlässigt werden darf. Der Schutzwiderstand von $3\text{ k}\Omega$ in der Gitterzuleitung soll lediglich UKW-Schwingungen unterdrücken.

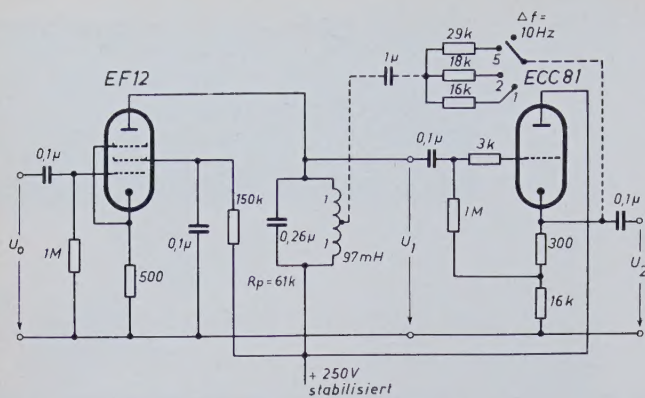


Abb. 1. Schaltbild des selektiven Verstärkers mit umschaltbaren Bandbreiten

Die Verstärkungskurve des noch nicht rückgekoppelten Verstärkers hängt in ihrer Gestalt einzig vom Schwingungskreis und von dessen Resonanzwiderstand R_p ab. Der Kreis besteht aus einem sehr guten Styroflexkondensator von $0,26 \mu\text{F}$ und einer Ferritspule von 97 mH . Für die Spule wurde ein großer Ferrit-Topfkerne verwendet, wie er auch für Pupinspulen benutzt wird. Dieser Kern hat einen außergewöhnlich großen Luftspalt, um die Amplitudenabhängigkeit von L und R_p infolge von Hysterese möglichst klein zu halten. Man erreicht auf diese Weise nicht ganz die optimal bei 1000 Hz mögliche Spulengüte, gewinnt dafür aber an Konstanz der endgültigen Schaltung. Immerhin ergab sich für den Schwingungskreis die Güte $Q_0 = 100$, die einer Bandbreite von der Größe

$$\Delta f = \frac{f_0}{Q_0} = 10 \text{ Hz}$$

und einem Resonanzwiderstand von der Größe

$$R_p = Q_0 \omega_0 L = 61 \text{ k}\Omega$$

entspricht. Für die spätere Rechnung ist es zum Teil bequemer, an Stelle des Resonanzwiderstandes R_p den Resonanzzeitwert

$$G_p = \frac{1}{R_p} = 16,4 \mu\text{S}$$

zu verwenden. Die unterste Kurve in Abb. 4 zeigt die Verstärkung des noch nicht rückgekoppelten Verstärkers über der Frequenz.

Die endgültige Schaltung unterscheidet sich von der bisher beschriebenen nur noch durch die in Abb. 1 gestrichelte eingezeichnete Rückkopplungsleitung, mit deren Hilfe der Schwingungskreis beliebig entdämpft werden kann. Zum besseren Verständnis des Entdämpfungsvorgangs sei vorher noch kurz auf die Wirkungsweise eines gewöhnlichen Katodenverstärkers eingegangen.

In Abb. 2 ist gezeigt, wie man den Katodenverstärker, dessen Röhre die Steilheit S und den inneren Widerstand R_i haben soll, auf ein einfaches Ersatzschaltbild zurückführen kann. Aus diesem Ersatzschaltbild läßt sich ablesen, daß die Ausgangsspannung U_2 in Phase mit der

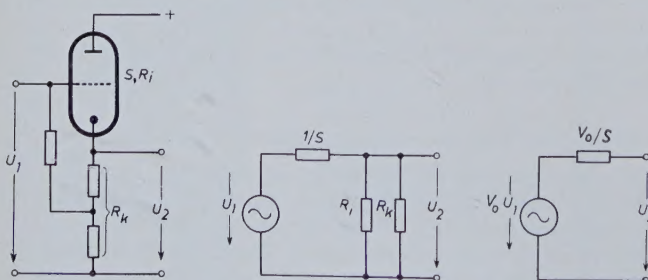


Abb. 2. Darstellung eines Katodenverstärkers durch lineare Ersatzschaltungen

Eingangsspannung U_1 ist und im Leerlauf fast deren vollen Wert erreicht. Man findet

$$U_{2l} = V_0 U_1, \quad (1)$$

wobei

$$V_0 = \frac{1}{1 + \frac{R_k + R_i}{SR_k R_i}} \quad (2)$$

ist und beinahe den Wert 1 erreicht. In obiger Schaltung erhält man beispielsweise für die Röhre ECC 81 (beide Systeme parallel) mit $\frac{1}{S} = 125 \Omega$, $R_i = 8 \text{ k}\Omega$ und $R_k = 16 \text{ k}\Omega$ den Wert $V_0 = 0,977$. Auch bei sekundärer Belastung des Katodenverstärkers bleibt die Ausgangsspannung relativ starr. Die starke Spannungsgegenkopplung bewirkt, daß an den Ausgangsklemmen nur ein sehr kleiner Innenwiderstand von der Größe

$$R_i' = \frac{1/S}{1 + \frac{R_k + R_i}{SR_k R_i}} = \frac{V_0}{S} \quad (3)$$

erscheint, der in diesem Beispiel etwa einen Wert von 120Ω hat. Am Ausgang eines Katodenverstärkers hat man also praktisch die volle Eingangsspannung U_1 rückwirkungsfrei, phasenrichtig und fast belastungsunabhängig zur Verfügung. Wichtig ist vor allem, daß der Katodenverstärker in seiner Ausgangsspannung nur in sehr geringem Maße von den Röhreneigenschaften S und R_i und damit auch von den Betriebsspannungen abhängt.

Mit dem besprochenen Katodenverstärker kann man nun sehr einfach den an seinem Eingang liegenden Schwingungskreis entdämpfen, indem man über einen reellen Rückkopplungswiderstand R_r Energie vom Ausgang an eine Anzapfung des Schwingungskreises zurück-

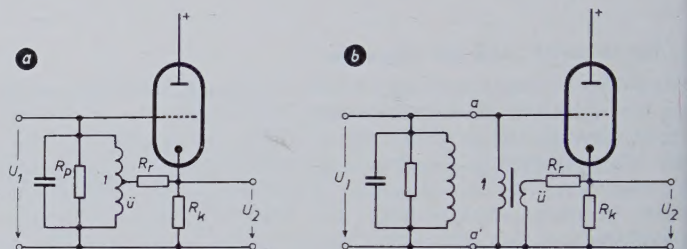


Abb. 3. Der rückgekoppelte Katodenverstärker (a) und die äquivalente Schaltung (b) mit idealem Übertrager (Übersetzungsverhältnis $\bar{u} < 1$)

führt. Die Anzapfung vertritt die Stelle eines Transformators, der notwendig ist, um trotz der fehlenden Spannungsverstärkung ($|U_2| < |U_1|$) Energie zurückzuführen. Abb. 3b zeigt die zur ausgeführten Schaltung (Abb. 3a) äquivalente Schaltung, in die an Stelle der angezapften Spule ein idealer Transformator mit dem Übersetzungsverhältnis $\bar{u} < 1$ eingezeichnet ist. Durch eine einfache Rechnung läßt sich zeigen, daß die Eingangsklemmen a, a' des rückgekoppelten Katodenverstärkers einen kurzschlußstabilen, reellen negativen Leitwert G_n darstellen, der sich zum Verlustleitwert G_p des Schwingungskreises parallel schaltet und diesen entsprechend verkleinert. Als resultierenden Resonanzzeitwert erhält man

$$G_p' = G_p + G_n \quad (4)$$

Für den negativen Leitwert findet man den Wert

$$G_n = -\frac{\bar{u} (V_0 - \bar{u})}{R_r + R_i'} \quad (5a)$$

für den man wegen $V_0 \approx 1$ und wegen $R_i' \ll R_r$ in guter Näherung auch

$$G_n \approx -\frac{\bar{u} (1 - \bar{u})}{R_r} \quad (5b)$$

schreiben kann. In unserem Beispiel ist die Spule genau in der Mitte angezapft ($\bar{u} = 0,5$). Wir haben es nun in der Hand, durch geeignete Wahl des Rückkopplungswiderstandes R_r einen beliebigen resultierenden Resonanzzeitwert G_p' nach (4) einzustellen und damit den Schwingungskreis beliebig stark zu entdämpfen. Die Güte des entdämpften Schwingungskreises bzw. seine Bandbreite lassen sich auf Grund von (4) angeben zu

$$\frac{1}{Q'} = \frac{\Delta f'}{f_0} = \omega_0 L (G_p + G_n) \quad (6)$$

Wenn man wie in unserem Fall die ursprüngliche Kreisgüte Q_0 kennt und die Güte Q' des rückgekoppelten Kreises vorschreiben möchte, errechnet sich der dazu erforderliche Rückkopplungswiderstand R_r

nach der Beziehung

$$R_r = \omega_0 L \frac{\ddot{u}(V_0 - \ddot{u})}{1 - \frac{1}{Q_0} - \frac{1}{Q'}} - R_i' \approx \omega_0 L \frac{\ddot{u}(1 - \ddot{u})}{1 - \frac{1}{Q_0} - \frac{1}{Q'}} \quad (7)$$

Im Grenzfall kann man mit $G_p = G_n$ den Schwingungskreis völlig entdämpfen und erhält $Q' = \infty$. Die Schaltung fängt dann nach Art eines Hartley-Oszillators zu schwingen an. Nach (7) setzt diese Schwingung ein, wenn man den Rückkopplungswiderstand R_r auf den Wert

$$R_{krit} = \frac{\ddot{u}(V_0 - \ddot{u})}{G_p} - R_i' \approx \frac{\ddot{u}(1 - \ddot{u})}{G_p} \quad (8)$$

verkleinert.

Auf Grund von (7) wurde der Rückkopplungszweig der Schaltung Abb. 1 für die Bandbreiten 10 Hz, 5 Hz, 2 Hz und 1 Hz dimensioniert. Mit Hilfe des Schalters läßt sich die Bandbreite in einfacher Weise umschalten. Der Kondensator von 1 μ F dient lediglich zur Gleichstromtrennung. Sein Scheinwiderstand muß klein gegenüber R_r sein, weil sonst durch Phasendrehung im Rückkopplungszweig der Schwingungskreis etwas verstimmt wird. Eine kleine Verstimmung durch die Rückkopplung tritt ebenfalls auf, wenn die beiden Spulenhälften nicht, wie in Abb. 3 angenommen, fest miteinander gekoppelt sind. Ist jedoch wie hier die ursprüngliche Güte des Schwingungskreises schon sehr hoch, so bleibt diese Verstimmung vernachlässigbar klein. Man kann ohne Schaden sogar völlig entkoppelte Spulenhälften verwenden oder auch statt der Spule den Kondensator des Schwingungskreises anzapfen.

3. Eigenschaften der Schaltung

3.1 Resonanzverhalten

Die Resonanzkurven des fertigen Verstärkers zeigt Abb. 4 bei verschieden starker Einstellung der Rückkopplung. Die unterste Kurve mit einer Bandbreite von 10 Hz gilt für einen Rückkopplungswiderstand $R_r = \infty$, also für den nicht rückgekoppelten Verstärker. Mit zunehmender Rückkopplung wächst die Resonanzverstärkung im gleichen Maße wie die Güte des Schwingungskreises an, die Bandbreite dagegen nimmt entsprechend ab. Man erhält bei 10 Hz Bandbreite eine Resonanzverstärkung, die ungefähr den Wert 60 hat, bei 1 Hz Bandbreite dagegen eine Resonanzverstärkung von rund 600.

Für die Messung stand ein genauer RC-Generator zur Verfügung, der in Stufen von 1 Hz verstimmt werden konnte. Zur genauen Bestimmung der sehr schmalen Resonanzkurven reicht diese Verstim-

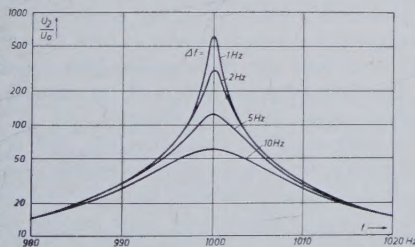


Abb. 4. Resonanzkurven des selektiven Verstärkers bei verschieden starker Rückkopplung

mungsmöglichkeit nicht ganz aus. Man kann sich in diesem Fall aber leicht so helfen, daß man zur Ausmessung der Resonanzspitze die Frequenz der Eingangsspannung festhält und statt des Generators den Schwingungskreis mit Hilfe eines geeichten Drehkondensators verstimmt. Auf diese Weise ließen sich sogar noch Resonanzkurven mit Bandbreiten von viel weniger als 1 Hz ausmessen, wobei dann Verstärkungen von einigen 1000 beobachtet wurden. Solche extrem kleinen Bandbreiten eignen sich ausgezeichnet zur Demonstration von Einschwingvorgängen, denn die Einschwingzeit des Verstärkers

beträgt dann mehrere Sekunden ($t_e \approx \frac{1}{\Delta f}$) und läßt sich deshalb

sehr bequem beobachten. Entsprechend lange dauert auch der Ausschwingvorgang, wenn man die Eingangsspannung plötzlich wegnimmt. Bei einem Rückkopplungswiderstand von etwa 14,5 k Ω ergibt sich völlige Entdämpfung des Schwingungskreises, die Schaltung schwingt frei, und die Schwingung klingt auch bei kurzgeschlossenem Eingang nicht mehr ab. Die Amplitude der freien Schwingung wird durch irgendwelche Nichtlinearitäten der Schaltung begrenzt, in un-

serem Fall vorwiegend durch die mit wachsender Amplitude zunehmenden Hystereseverluste der Ferritspule.

Die Selektivität des Verstärkers mit einfachem Schwingungskreis ist naturgemäß trotz der kleinen Bandbreite relativ schlecht, weil die Resonanzkurven nach Abb. 4 mit zunehmender Entfernung von der Bandmitte nur langsam abfallen. Der Wunsch nach erhöhter Selektivität des Verstärkers läßt sich aber in einfacher Weise erfüllen, wenn man beispielsweise statt eines einfachen Schwingungskreises ein gekoppeltes Bandfilter verwendet, wie es etwa in Rundfunk-Zwischenfrequenzverstärkern gebräuchlich ist. Abb. 5 zeigt am Beispiel eines Verstärkers von 2 Hz Bandbreite den Selektivitätsgewinn durch das Bandfilter. Während der einfache Schwingungskreis in 10 Hz Abstand von der Bandmitte erst eine Verstärkungsabnahme auf 0,1 ergibt, erhält man mit einem kritisch gekoppelten Bandfilter im glei-

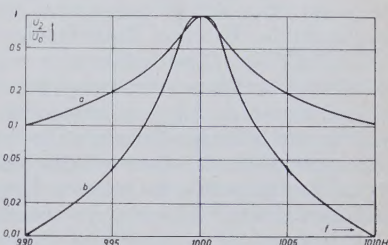


Abb. 5. Resonanzkurven mit 2 Hz Bandbreite. a = Verstärker mit einfachem Schwingkreis; b = Verstärker mit kritisch gekoppeltem zweikreisigem Bandfilter

chen Abstand bereits eine Abnahme auf 0,01. Es genügt bei der Verwirklichung der Schaltung, wenn man allein den Sekundärkreis entdämpft, da ja für eine symmetrische Resonanzkurve die Kreisgüten im Primär- und Sekundärkreis nicht gleich groß sein müssen. Man kann sogar die Entdämpfung des Sekundärkreises so weit treiben, daß sein Resonanzwiderstand und damit auch seine Güte über den Wert Unendlich hinaus zu negativen Werten übergehen, wenn nur die resultierende Dämpfung der beiden Kreise positiv bleibt. Die üblichen Berechnungsformeln für Bandfilter [2] lassen sich in einfacher Weise für solche Sonderfälle sinngemäß abwandeln. Die Bandbreitenumschaltung ist leider nicht ganz so einfach wie beim gewöhnlichen Schwingungskreis. Außer dem Rückkopplungswiderstand R_r muß auch das Koppellement (Koppelkondensator oder Koppelwindungen) verändert werden. Es erwies sich außerdem als notwendig, das Filter für jede neu eingestellte Bandbreite noch etwas nachzustimmen, damit eine symmetrische Resonanzkurve entsteht. Bemerkenswert ist in diesem Zusammenhang noch eine Schaltung von Mühlner [3], bei der der Sekundärkreis des zweikreisigen Filters gerade völlig entdämpft wird ($Q_2 = \infty$). Wenn man nun mit einem parallel zum Primärkreis liegenden Regelwiderstand den Primärkreis verschieden stark bedämpft, so kann man dadurch die Bandbreite in weiten Grenzen variieren, ohne daß sich dabei die Bandmittenverstärkung des Filters ändert. Die Form der Resonanzkurve ändert sich allerdings dabei. Sie entspricht bei großer Bandbreite (schwache Dämpfung des Primärkreises) der zweihöckerigen Kurve eines zweikreisigen Filters und geht bei kleiner Bandbreite (starke Dämpfung des Primärkreises) mehr und mehr in die Resonanzkurve eines einfachen Schwingungskreises über.

Die Oszillogramme der Einschwingvorgänge in Abb. 6 sind mit einem Verstärker aufgenommen worden, der ein zweikreisiges Bandfilter von 2 Hz Bandbreite enthielt. Die Kopplung war nicht ganz auf den kritischen Wert eingestellt, die Resonanzkurve wies also noch keine Höcker auf. In allen drei Oszillogrammen ist jeweils oben die Ausgangsspannung des Verstärkers und unten die Eingangsspannung dargestellt. Abb. 6a zeigt das plötzliche Ein- und Ausschalten einer Spannung von der Bandmittenfrequenz f_0 , während in Abb. 6b die geschaltete Generatorspannung in ihrer Frequenz um rund 3 Hz unterhalb der Bandmitte lag. Entsprechend der Bandbreite von 2 Hz ergibt sich eine Einschwingzeit von etwa 0,5 s. Während beim Schalten der Bandmittenfrequenz Ein- und Ausschwingvorgang sich entsprechen, treten im zweiten Oszillogramm beim Einschalten Schwebungen zwischen der aufgezwungenen Generatorschwingung und der abklingenden Eigenschwingung des Verstärkers auf. Abb. 6c gibt schließlich das Oszillogramm der Ausgangsspannung wieder, wenn man eine statistische (weiße) Rauschspannung auf den Eingang gibt. Man kann dieses Oszillogramm in grober Näherung deuten als amplitudenmodulierte Schwingung von 1000 Hz Trägerfrequenz, wobei der Träger statistisch mit Frequenzen zwischen 0 und 1 Hz moduliert ist.

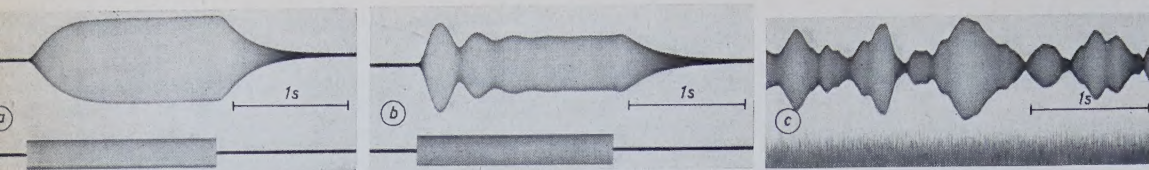


Abb. 6. Einschwingvorgänge bei 2 Hz Bandbreite. a) Eingangsfrequenz 1000 Hz; b) Eingangsfrequenz 997 Hz; c) weißes Rauschen am Verstärkereingang

Hätte man ein ideales Filter von 2 Hz Bandbreite, so dürften in der Hüllkurve keine Komponenten von mehr als 2 Hz enthalten sein. Wegen der unscharfen Frequenzbandbegrenzung kommen offensichtlich auch noch etwas schnellere Schwankungen in der Hüllkurve vor. Abb. 7 macht diese Verhältnisse besonders deutlich. Es sind wiederum gefilterte Rauschspannungen oszillografiert, und zwar ist für das obere Oszillogramm ein einfacher Schwingungskreis, für das untere ein etwa kritisch gekoppeltes Bandfilter verwendet worden. Die Bandbreite der Filter (3-dB-Bandgrenzen) war in beiden Fällen dieselbe. Das untere Oszillogramm hat wegen der höheren Selektivität des gekoppelten Filters einen viel glatteren Verlauf als das obere. Man kann nachrechnen, daß beim gekoppelten Filter etwa 20% der am Ausgang erscheinenden Rauschenergie von außerhalb der Bandgrenzen stammt, beim einfachen Schwingungskreis dagegen 50%. Schon geringe Energieanteile an höheren Frequenzen genügen, um dem Oszillogramm den beobachteten zerfransten Charakter zu verleihen.

3.2 Konstanz und Linearität

Neben der Selektivität entscheiden vor allem die Konstanz und die Linearität über die Brauchbarkeit der Schaltung. Über die Konstanz des Verstärkers gibt am besten (4) in Verbindung mit (5a) Auskunft. Aus diesen beiden Gleichungen erhält man für den resultierenden Resonanzzeitwert des entdämpften Schwingungskreises den Wert

$$G_p' = G_p - \frac{\ddot{u}(V_0 - \ddot{u})}{R_r + R_i'} \quad (9)$$

Den stärksten Schwankungen unterworfen sind die beiden Größen V_0 und R_i' , weil sie die Röhrendaten mitenthalten. Im Beispiel hier sind die Schwankungen der Leerlaufverstärkung V_0 des Katodenverstärkers allein maßgebend, während Schwankungen von R_i' gegenüber R_r keine Rolle spielen. Es soll der ungünstigste Fall, nämlich eine Bandbreite von 1 Hz ($G_p' = 0,1 G_p$), zur Abschätzung der Konstanz herangezogen werden. Wenn man eine Steilheitsänderung der Triode von 10% annimmt, erhält man dadurch eine Verstärkungsänderung von 2,5%, eine Änderung des negativen Leitwertes G_n von 5% und schließlich für den resultierenden Resonanzzeitwert G_p' eine Änderung von 5%. Die Änderungen des Resonanzzeitwertes sind also prozentual nur halb so groß wie die maximal auftretenden Steilheitsänderungen. Mit stabilisierten Betriebsspannungen ergibt sich demnach eine durchaus befriedigende Konstanz der Schaltung. Man könnte durch geeignete Schaltmaßnahmen V_0 noch unabhängiger von den Röhreneigenschaften machen, als das hier erreicht wurde; hier lag dazu kein besonderes Bedürfnis vor.

Zur Prüfung der Linearität der Schaltung wurden die Resonanzverstärkung und die resultierende Kreisgüte in Abhängigkeit von der Eingangsamplitude gemessen. Es zeigte sich, daß die Schaltung bis zu Ausgangsspannungen von einem halben Volt recht gut linear arbeitet, dann aber sinken Resonanzverstärkung, Güte und auch die Resonanzfrequenz etwas ab. Als Ursache ergab sich die Hysteresewirkung im Ferritkern. Mit zunehmender Amplitude nimmt nämlich die Induktivität etwas zu und vor allem werden die Spulenverluste etwas größer. Schon eine Zunahme des Verlustleitwertes G_p um 1% ergibt bei der Bandbreite von 1 Hz eine Änderung des resultierenden Resonanzzeitwertes von 10%. Es hat aus diesem Grund natürlich keinen Sinn, die Verstärkung V_0 des Katodenverstärkers übertrieben konstant zu machen, solange der Verlustleitwert G_p der Ferritspule in Abhängigkeit von Amplitude, Temperatur und Zeit nicht mindestens ebenso

konstant bleibt. Durch einen größeren Luftspalt der Spule könnte man noch eine Verbesserung erreichen. Der größere Luftspalt bringt eine nennenswerte Verringerung der Amplitudenabhängigkeit von G_p , gleichzeitig wachsen aber auch die Wicklungsverluste der Spule, so daß man für eine gewünschte Verstärkerbandbreite wieder stärker rückkoppeln muß. So erreicht man recht bald die Grenze, bei der eine weitere Vergrößerung des Luftspaltes mehr schadet als nützt.

4. Betrieb des Gerätes

Die beschriebene einfache Schaltung gestattet es, die natürliche Güte eines Schwingungskreises bei einer für viele Zwecke ausreichenden Konstanz und Stabilität etwa um den Faktor 10 zu steigern. Eine noch stärkere Güteerhöhung ist zwar möglich, aber wegen der immer schlechter werdenden Konstanz nicht empfehlenswert.

Die Schaltung wird speziell als Zwischenfrequenzverstärker in einem durchstimmbaren selektiven Empfänger benutzt, mit dem komplizierte Geräuschspektren analysiert werden sollen, die neben dicht benachbarten Spektrallinien auch statistische Anteile enthalten. Es erhebt sich hier noch die Frage, ob es sinnvoll ist, die absolute Bandbreite eines solchen Empfängers zur Steigerung seiner Auflösungsfähigkeit auf 1 Hz oder gar weniger zu verringern.

Zur Beantwortung dieser Frage muß man die Einschwingzeit des Verstärkers berücksichtigen. Wer schon versucht hat, etwa mit einem Spiegelgalvanometer eine Brücke abzugleichen, der weiß, wie mühsam und zeitraubend es ist, mit einem Instrument zu arbeiten, das mehrere Sekunden Einschwingzeit hat. Man wird aus diesem Grund auch für Spektraluntersuchungen selten mit Bandbreiten unter 1 Hz arbeiten können, zumal bei Frequenzumsetzungen im Empfänger stets mit einem geringfügigen Wandern der Oszillatorfrequenzen gerechnet werden muß, so daß man möglichst schnell messen sollte.

Während diese Überlegungen für die Ausmessung eng benachbarter Spektrallinien gelten, hat man beim Messen von Rauschspektren noch eine weitere Schwierigkeit. Übliche Zeigerinstrumente stellen sich etwa innerhalb einer Sekunde auf ihren Endwert ein. Mißt man mit einem solchen Instrument eine Rauschspannung mit einer Bandbreite von einigen kHz, so wird trotz der statistischen Spannung der Ausschlag des Instruments praktisch konstant bleiben. Anders ist es, wenn die Bandbreite des Geräusches wie beispielsweise in Abb. 6c sehr schmal gemacht wird. Man muß hier zur Bildung des Mittelwerts der Rauschspannung über viele Sekunden mitteln, und ein normales Instrument wird den Schwankungen der Rauschspannungen zum Teil folgen. Wollte man das Instrument so träge machen, daß der Zeiger sich nicht mehr nennenswert bewegt, so würden wieder unerträglich lange Einschwingzeiten entstehen. Für eine Rauschspannung mit 200 Hz Bandbreite braucht man beispielsweise dann ein Instrument, das sich erst nach 10 Sekunden auf den Endwert einstellt. Bei Bandbreiten von 20 Hz und gar von 2 Hz braucht man den 10- bzw. 100fachen Wert an Einschwingzeit (vgl. [4]). Man kann natürlich auch aus den Schwankungen eines flinken Instruments den Mittelwert abschätzen, doch leidet darunter die Meßgenauigkeit, und man muß letzten Endes doch über eine gewisse Zeit hinweg beobachten. Man sollte aus diesem Grund zur Messung von Rauschspannungen nicht ohne Not Bandbreiten von weniger als 100 Hz verwenden.

*

Es sei an dieser Stelle vor allem noch den Herren Dipl.-Ing. H. Spittler und O. Walker gedankt, die während ihrer Studienarbeiten die beschriebenen Schaltungen aufgebaut haben.

Schrifttum

- [1] Harris, H. E.: Simplified Q Multiplier. Electronics Bd. 25 (1951) Nr. 5, S. 130
- [2] Feldtkeller, R.: Einführung in die Theorie der Hochfrequenzbandfilter. Stuttgart 1953
- [3] Mühlner, J.: Transfer Properties of Single and Coupled Circuit Stages with and without Feedback. Proc. IRE Bd. 39 (1951) S. 939
- [4] Fränz, K.: Die Empfindlichkeit bei Schreibempfang und Instrumentenbeobachtung. Hochfrequenztechn. u. Elektroakust. Bd. 58 (1941) S. 95



Abb. 7. Rauschspannung, durch zwei verschiedene Filter mit gleicher Bandbreite gefiltert. a) gefiltert mit einfachem Schwingkreis; b) gefiltert mit kritisch gekoppeltem zweikreisigem Bandfilter

W. MAYER

Aufbau von industriellen Fernsehanlagen

Die Verwendung von Fernsehanlagen in den verschiedensten Industriezweigen hat in den letzten Jahren zunehmend an Bedeutung gewonnen. Grundsätzlich gelten für die Entwicklung derartiger Geräte die gleichen Gesichtspunkte wie für Anlagen, die im Fernsehrundfunk Verwendung finden. Allerdings können die hohen Anforderungen, die an eine Fernsehkamera des Fernsehrundfunks zu stellen sind, teilweise reduziert werden, da es sich bei industriellen Anwendungen meist um ganz spezielle Aufgaben handelt, die hinsichtlich der Vielseitigkeit mit denen eines Rundfunkbetriebes nicht vergleichbar sind. Dafür treten aber neue Forderungen auf, die besondere Ausführungsformen und zusätzliche elektrische Einrichtungen notwendig machen.

DK 621.397.9

1. Grundsätzlicher Aufbau einer industriellen Fernsehanlage

Der Aufbau derartiger Anlagen ist schon mehrfach beschrieben worden und soll daher hier nur kurz gestreift werden. Er ist bei allen bekannten Fabrikaten sehr ähnlich, und zwar aus der Überlegung heraus, daß ein derartiges Gerät bei der Verschiedenheit der Anwendungen möglichst anpassungsfähig bleiben soll. Man nimmt daher zweckmäßig eine Aufteilung der Gesamtanlage in Aufnahmekamera, ein zentrales Steuergerät, ein Bedienungsgerät und ein Bildwiedergabegerät vor. Die Aufnahmekamera sollte möglichst klein gebaut sein, da in manchen Anwendungsfällen nur ein beschränkter Raum zur Verfügung steht. Die notwendige vieladrige Kabelverbindung zwischen Steuergerät und Kamera ist wegen elektrischer Schwierigkeiten meist auf eine bestimmte Länge begrenzt; erstrebenswert ist es aber, diese maximale Länge durch geeignete Ausführung der Schaltung möglichst groß zu machen. Die Verbindung zwischen Steuergerät und Wiedergabegerät ist weniger kritisch, da es sich hier um ein normales koaxiales Kabel handelt, auf dem die Bildinformation entweder videofrequent oder bei größeren Entfernungen trägerfrequent übertragen wird und im Bedarfsfalle in den Leitungszug ohne große Schwierigkeiten Zwischenverstärker eingefügt werden können. Das Bedienungsgerät stellt man zweckmäßig neben dem Wiedergabegerät auf, wodurch eine mehradrige Leitung erforderlich wird, die aber lediglich Gleichspannungen bei geringer Strombelastung überträgt. Die Länge dieser Leitung ist daher völlig unkritisch. Während sich in der Aufnahmekamera nur der unumgänglich notwendige Teil der elektrischen Schaltung befindet, wird im erheblich größeren Steuergerät alles übrige wie Netzteil, Hauptverstärker und Impulsteil untergebracht.

2. Aufnahmeröhre

Als Aufnahmeröhre für industrielle Fernsehanlagen kommt bei dem derzeitigen Stand der Technik nur noch eine Röhre mit Widerstandsfotischicht in Frage, da diese Röhre einen verhältnismäßig einfachen Aufbau und daher auch eine relativ große Widerstandsfähigkeit gegenüber rauher Beanspruchung hat. Außerdem liegt der Preis bei dieser Röhre erheblich niedriger als bei allen übrigen bekannten Aufnahmeröhren. Ferner sind die äußeren Abmessungen der Röhre so, daß ein besonders kleiner Kameraaufbau möglich wird. Derartige Röhren werden hergestellt von der RCA unter dem Namen „Vidicon“, von der englischen Firma PYE unter dem Namen „Staticon“ und schließlich in Deutschland von den *Physikalisch-Technischen Werkstätten Prof. Heilmann* mit der Benennung „Resistron“. Auf Grund vorliegender Erfahrungen sollen nun die Eigenschaften des PTW-Resistrons näher diskutiert werden. Die Röhre hat einen Durchmesser von 25,4 mm und eine Länge von 160 mm, sie ist wie die RCA- und PYE-Röhren mit einem Spoligen Ditetra-Sockel ausgerüstet, auch die Sockelschaltung entspricht der amerikanischen und eng-

lischen Anordnung. Das Strahlensystem der Röhre besteht aus Katode mit Wehneltzylinder, einer als Lochblende ausgebildeten ersten Anode sowie aus einem Zylinder, der die zweite Anode darstellt, die mit einem feinmaschigen Netz abschließt. Durch dieses Netz verläßt der Elektronenstrahl das Strahlerzeugersystem und muß sodann gegen ein starkes Potentialgebirge anlaufen, da die nachfolgende Aufnahmeschicht höchstens eine gegenüber der Katode geringe positive Spannung, meist aber sogar nur Katodenpotential aufweist. Hierdurch werden die im Strahlerzeugersystem auf etwa 300 V beschleunigten Elektronen stark abgebremst und landen, wenn sie nicht vorher schon umkehren, mit sehr geringer Geschwindigkeit auf der Aufnahmeschicht. Die erzeugte Sekundäremission bleibt daher sehr klein. Außer der Bildung dieses homogenen Bremsfeldes hat das die Anode 2 abschließende Netz noch die Aufgabe, die Entstehung eines Ionenflecks auf der lichtempfindlichen Schicht zu vermeiden. Die Schicht besteht bei den zur Zeit gebräuchlichen Röhren aus einer lichtdurchlässigen, elektrisch leitenden Unterlage und aufgedampftem Antimontrisulfid. Dieser Halbleiter hat die Eigenschaft, seine Leitfähigkeit unter dem Einfluß von Lichtstrahlen ohne störende Trägheit zu verändern.

Die Arbeitsweise der Röhre ist nun folgende: Der im Strahlerzeugersystem fokussierte und magnetisch abgelenkte Strahl schreibt auf der lichtempfindlichen Schicht ein dem Bildformat entsprechendes Raster. Während der Pause zwischen zwei Abtastungen durch den Katodenstrahl stellt sich für jeden Bildpunkt auf der Schicht ein Potential ein, das von der Entladezeitkonstante des Bildelementes bzw. von der Leitfähigkeit der Schicht und somit von der Beleuchtung abhängig ist. Bei der Abtastung findet der Strahl daher an jedem Bildpunkt einen je nach Belichtung mehr oder minder entladenen Kondensator vor, dessen Ladung er nach Möglichkeit wieder völlig ergänzen sollte, so daß das Bildelement nach der Abtastung Katodenpotential aufweist. Leider gelingt dies nicht vollkommen, vor allem bei besonders hellen Bildpunkten, bei denen ja der Ladungsverlust relativ groß ist. Dies und die bei Halbleitern bekannte Umwandlungsträgheit von einem Leitungszustand in einen anderen sind die Gründe für die bei derartigen Röhren auftretenden Trägheitserscheinungen, die sich noch stärker bei Verwendung von Selen-schichten bemerkbar machen. Allerdings spielen Nachbilder bei den heute zur Verwendung kommenden Röhren kaum mehr eine störende Rolle, da es dank der Entwicklungsarbeit der vergangenen Jahre gelungen ist, den Trägheitseffekt sehr stark zu reduzieren. Die leitende Unterlage der lichtempfindlichen Schicht stellt die Signalelektrode dar. Hier kann der Signalstrom, der bei einer mittleren Beleuchtungsstärke von 50 Lux auf der Aufnahmeschicht etwa $0,2 \mu A$ beträgt, abgenommen werden. Die Signalelektrode wird regelbar positiv vorgespannt. In der Praxis beträgt diese Vorspannung maximal etwa 80 V. Sie sorgt für den Elektronentransport durch die mehr oder weniger leitfähige Aufnahmeschicht. Es leuchtet ein, daß die elektrische Ladung, die in jedem zu einem Bildpunkt gehörigen Speicherkondensator aufgenommen wird, mit hoher Signalplattenspannung zunehmen muß. Hieraus ergibt sich, daß dann bei der Abtastung mit dem Elektronenstrahl die Ladungsergänzung unter Umständen nicht vollkommen ist. Dies bedeutet das Auftreten von Trägheitserscheinungen. Gleichzeitig steigt aber auch der verfügbare Signalstrom, also die Lichtempfindlichkeit der Einrichtung, an. Etwa vorhandene Inhomogenitäten der Aufnahmeschicht treten dabei

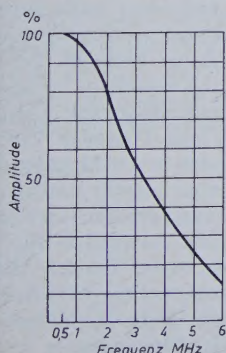


Abb. 1. Signalamplitude des Resistrons in Abhängigkeit von der Frequenz des Bildsignals

stärker hervor. Aus diesen Überlegungen ergibt sich also, daß für ein möglichst trägheitsfreies Bild mit geringer Signalplattenspannung und ausreichendem Strahlstrom gearbeitet werden muß. Die geringere Empfindlichkeit muß durch stärkere Beleuchtung ausgeglichen werden. Ist eine höhere Lichtempfindlichkeit notwendig, so muß die Signalplattenspannung höher eingestellt werden. Damit werden aber unter Umständen auch geringe Trägheitserscheinungen sichtbar. Es muß also hier ein Kompromiß geschlossen werden. Wichtig ist bei der Wahl der Betriebseinstellung für das Resistron noch, daß der Strahlstrom nicht höher als nötig eingestellt wird, da sonst Unschärfen, Bildverzerrungen und unter Umständen sogar Strahlsplattungen (Doppelbilder) entstehen können. Außer der bei der Bildsignalerzeugung ausgenutzten Längsleitfähigkeit der Aufnahmeschicht spielt natürlich auch die Querleitfähigkeit eine gewisse Rolle. Diese Tatsache und die Punktschärfe des Elektronenstrahls sind für die Grenze des Auflösungsvermögens beim Resistron maßgebend. Die Querleitfähigkeit der Schicht bewirkt, daß bei einem Schwarz-Weiß-Wechsel sehr feiner Struktur die hellen Bildpartien ihren Elektronenbedarf teilweise bei den unmittelbar benachbarten dunklen Bildelementen decken. Hierdurch wird der wirksame Signalhub verringert, ebenso wie durch die vom Elektronenstrahl verursachten Aperturverluste. Mißt man das Auflösungsvermögen des Resistrons mit Hilfe eines Testbildes, bei dem ein Vergleich zwischen der Signalamplitude bei 500 kHz und bei 5 MHz Rechteckwechsel unter Verwendung eines Zeilenwahlschalters möglich ist, so erhält man für die Bildmitte im Durchschnitt einen Abfall auf 20–30% bei 5 MHz. Der Abfall in den Randzonen des Bildes ist noch etwas stärker. Dieser Abfall läßt sich durch Anwenden einer Entzerrungsschaltung im Verstärker ausgleichen. Bei zu starker Entzerrung wird unter Umständen das Rauschsignal im Bild untragbar hoch. In der Praxis läßt sich eine Anhebung bei 5 MHz auf etwa 70% noch erfolgreich durchführen. Das Verhältnis zwischen Rausch- und Nutzsignal bewegt sich dann bei etwa 1:10. Das scheint zunächst ein verhältnismäßig schlechter Wert zu sein. Wenn man aber bedenkt, daß das Rauschsignal wegen der Eingangsschaltung des Verstärkers praktisch nur bei den hohen Bildfrequenzen in Erscheinung tritt, so versteht man, daß bei dem oben angegebenen Wert das Rauschen visuell noch nicht störend empfunden wird.

Die Strahlablenkung beim Resistron erfolgt magnetisch. Das Ablenkjoch ist in die langgestreckte Fokussierspule eingebaut. Die Einstellung der Fokussierung kann außer durch Regeln des Spulenstromes auch statisch durch Variation der Spannung an Anode 2 des Resistrons erfolgen. Da die Ablenkung innerhalb des Fokussierfeldes stattfindet, dreht sich das Bildfeld bei Veränderung der Schärferegelung. Es soll nicht unerwähnt bleiben, daß während der Abstastung im Resistron auch bestimmte Störsignale entstehen. Es handelt sich dabei um sehr schmale weiße Impulse, die im Bild als helle Bildumrandung von etwa Zeilenbreite in Erscheinung treten. Die Ursache hierfür ist wieder in der Querleitfähigkeit der Aufnahmeschicht zu suchen. Wenn man bedenkt, daß die außerhalb des Abtastrasters liegende Zone der Aufnahmeschicht auch auf der Rückseite wegen der fehlenden Ladungsergänzung durch den Elektronenstrahl das Potential der eingestellten positiven Plattenspannung annimmt, so ist verständlich, daß am Rasterrand der Ladungsverlust während der Bildperiode durch quer abgesaugte Elektronen größer ist, als die Beleuchtung vorschreibt. Durch passende Wahl der Austastimpulse für das Resistron und der später im Verstärker zugeführten Austastung lassen sich diese Störsignale unterdrücken.

Die Austastung des Resistrons während des Strahlrücklaufes kann mit negativen Impulsen an Gitter 1 oder mit positiven Impulsen an der Katode erfolgen. Bemerkenswert hierbei ist, daß bei Austastung an der Katode eine erheblich niedrigere Impulsspannung benötigt wird als am Gitter. Der Grund hierfür ist darin zu suchen, daß die Tastimpulse an der Katode nicht nur die Spannung zwischen Katode und Gitter 1 beeinflussen, sondern auch die Signalplattenspannung, die ja ebenfalls auf die Katode bezogen werden muß. Die Folge ist, daß der Signalstrom bereits verschwindet, bevor der Strahlstrom völlig ausgestastet ist.

Das ausgestastete Resistron liefert ein Signal, in dem der eindeutige Bezugswert für eine Schwarzsteuerung enthalten ist. Der Signalstrom für Bildinhalt schwarz liegt um den Dunkelstrom, der von der eingestellten Signalplattenspannung abhängig ist, über dem Wert 0, d. h., bei Änderung der Signalplattenspannung muß auch die Schwarzsteuerung korrigiert werden, wenn auf eine genaue Einhaltung des

Schwarzpegels Wert gelegt wird. Im allgemeinen wird man aber das Resistron mit konstanter Signalplattenspannung betreiben.

Abschließend soll noch auf die Lebensdauer der Röhre eingegangen werden. Wenn man Frühaussfälle ausschließt, die in erster Linie durch das Auftreten von weißen Flecken in der Aufnahmeschicht verursacht werden, so kann die maximale Betriebszeit nur durch die Lebensdauer der Katode bestimmt sein, da ja ein Ionenfleck, wie schon oben erwähnt, nicht auftreten kann. Die Praxis hat bereits bestätigt, daß man tatsächlich Betriebszeiten von weit über 1000 Stunden erreicht. Der Austausch der Röhre wird notwendig, wenn der Strahlstrom nicht mehr ausreicht, um den Ladungsnachschub für die Aufnahmeschicht sicherzustellen. Es ist also außerordentlich wichtig, daß die Röhre von Anfang an genügend Reserve im Strahlstrom aufweist. Obwohl die Röhre gegen mechanische Beanspruchungen verhältnismäßig unempfindlich ist, sollte ein Transport oder Einbau vermieden werden, bei dem sich die Aufnahmeschicht unten befindet. Unter Umständen kann durch kleine Fremdkörper innerhalb der Röhre die Schicht zerkratzt und damit unbrauchbar werden, oder aber es bleiben derartige Teilchen auf der Schicht haften und treten als schwarze Flecken im Bild in Erscheinung. Allerdings ist bei industrieller Anwendung ein hängender Einbau nicht immer zu vermeiden. Meist stören aber in diesen Fällen kleinere Flecken im Bild nicht, und es wird von Anfang an eine zweitrangige Röhre eingebaut, die zu erheblich geringerem Preis erhältlich ist.

3. Verstärker

Es wurde bereits erwähnt, daß das Resistron bei einem Bildsignal entsprechend 5 MHz etwa eine Signalamplitude liefert, die 25% der Amplitude bei 500 kHz beträgt. Diese Restamplitude trägt zur Erkennbarkeit der Bilddetails bei der Bildwiedergabe merklich bei, d. h., der Verstärker muß so ausgelegt werden, daß bei 5 MHz noch kein Abfall im Frequenzgang feststellbar ist. Nach höheren Frequenzen sollte sodann aber ein möglichst starker Abfall erreicht werden, da durch eine unnötig große Bandbreite nur der Rauschabstand im Ausgangssignal verschlechtert wird. Da das Resistron keinen erheblichen Rauschanteil liefert, wird der Rauschabstand außer durch die Bandbreite des Verstärkers vor allem durch die Eingangsschaltung bestimmt. Als Arbeitswiderstand für das Resistron wird ein verhältnismäßig hoher Wert (meist etwa 50 k Ω) gewählt. Infolge der parallelliegenden Kapazitäten ist dieser Eingangswiderstand frequenzabhängig, und zwar treten hierdurch die hohen Bildfrequenzen in stark verringerter Amplitude am Verstärkereingang auf. Der Grund für die Wahl des hohen Arbeitswiderstandes liegt in der Tatsache, daß die Rauschspannung $\bar{U} = \sqrt{4 k T R \Delta f}$ an einem Widerstand mit der Wurzel aus R , dagegen die Signalspannung für einen vorgegebenen Strom linear mit R wächst. Es wird also bei großem R , zumindest bei tiefen und mittleren Bildfrequenzen, ein guter Rauschabstand erzielt, und dies ist für den Bildeindruck von großer Wichtigkeit. Der Amplitudenverlust und der Phasenfehler bei hohen Bildfrequenzen müssen im Zuge des Verstärkers durch passende Einschaltung eines RC -Gliedes kompensiert werden. Zur Rauschspannung des Arbeitswiderstandes, die genau wie das Nutzsignal infolge der Parallelkapazitäten frequenzabhängig ist, addiert sich frequenzunabhängig das Rauschen der Eingangsrohre. Dieses Rauschsignal wird selbstverständlich durch das Kompensationsglied im Verstärker mit angehoben und verschlechtert somit den Rauschabstand vorwiegend in dem Frequenzgebiet, in dem die Anhebung wirksam ist. Hieraus läßt sich zunächst die Folgerung ziehen, daß die Anhebung so gering wie nur möglich gehalten werden sollte, woraus sich die notwendige Forderung ergibt, daß die schädlichen Kapazitäten am Verstärkereingang so klein wie nur irgend möglich gehalten werden müssen. Außerdem sollte eine Röhre mit möglichst geringer Eingangskapazität bei gleichzeitig geringem äquivalentem Rauschwiderstand, also hoher Steilheit, Verwendung finden. Ferner muß der Anodenkreis zur Vermeidung schädlicher dynamischer Kapazitäten vom Gitterkreis entkoppelt sein, d. h., es müssen Trioden in Cascodenschaltung oder Pentoden Verwendung finden. Auf die Verwendung von Pentoden in der Eingangsschaltung wird man meistens verzichten, da ihr äquivalenter Rauschwiderstand infolge des zusätzlichen Stromverteilungsrauschens im allgemeinen höher ist als der von Trioden. Die meist verwendete Eingangsschaltung ist daher die Cascodenschaltung zweier Trioden, da bei dieser Schaltung durch die einwandfreie Entkopplung zwischen Anoden- und Gitterkreis die Vorteile der Triode und der Pentode kombiniert sind. Trotz sorgfältigsten Aufbaus der Eingangsstufe hat

man in der Praxis doch mit einer unerwünschten Kapazität von etwa 20 pF zu rechnen. Das bedeutet bei einem parallelen Arbeitswiderstand von 50 kOhm, daß der Ausgleich dieses frequenzabhängigen Widerstandes im Verstärker eine Anhebung um etwa den Faktor 35 für die Frequenz 5 MHz erforderlich macht. Bei tiefen Signalfrequenzen ist nur der ohmsche Anteil des Arbeitswiderstandes für das Resistor wirksam, d. h., man erhält die volle Signalamplitude, die bei einem Signalstrom von durchschnittlich 0,2 µA etwa 10 mV beträgt.

In diesem Zusammenhang darf nicht unerwähnt bleiben, daß bei einer derartigen Eingangsspannung unter Umständen mechanische Erschütterungen der Eingangsröhre sehr unangenehme Mikrofonieerscheinungen verursachen können. Dies ist ein weiterer Grund, die Eingangsspannung durch passende Wahl des Arbeitswiderstandes wenigstens bei tiefen Frequenzen möglichst hoch zu halten, denn nur im unteren Bereich des Frequenzbandes treten störende Mikrofonieeffekte auf. Gerade bei einer industriellen Fernsehanlage muß natürlich besonders darauf geachtet werden, daß starke Erschütterungen von der Eingangsröhre des Verstärkers ferngehalten werden, es muß daher eine gefederte Röhrenhalterung Verwendung finden. Außerdem sind Eingangsröhren, die mit Spannungsgitter ausgerüstet sind, anderen Typen vorzuziehen, da bei diesen Röhren die Mikrofonieerscheinungen schwächer sind. Setzt man voraus, daß der Bildverstärker eine Spannung von etwa 5 V abgeben soll, so ist die erforderliche Gesamtverstärkung im Bereich der tiefen Frequenzen etwa 500fach, bei hohen Bildfrequenzen ist die erforderliche Gesamtverstärkung fast 20000fach. Dieser hohe Verstärkungsfaktor im oberen Videobereich macht es erforderlich, daß eine sorgfältige Entkopplung der Anodenspannungsvorsorgung für die einzelnen Verstärkerstufen vorgenommen wird, da sonst mit Schwingneigung zu rechnen ist. Der Netzteil muß elektronisch geregelt sein, da kurzzeitige Netzspannungsschwankungen sonst durch den breitbandigen Verstärker mitverstärkt würden und bei der Bildwiedergabe sehr störend in Erscheinung träten. Die elektronische Regelung des Netzteils bietet gleichzeitig die Gewähr dafür, daß der Restbrum auf der Anodenspannung genügend klein ist, damit in den Vorstufen des Verstärkers keine Brummeinstreuung stattfinden kann. In den weiteren Stufen des Verstärkers werden im allgemeinen Pentoden hoher Steilheit verwendet.

Auch bei Anwendung einer Schwarzsteuerung im Verstärker muß der Frequenzgang nach tiefen Frequenzen hin bis etwa 100 oder 200 Hz ausgedehnt werden. Für steile Pentoden kommt aber nur automatische Erzeugung der Gittervorspannung in Frage, da sonst die Austauschbarkeit der Röhren wegen der auftretenden Anodenstromtoleranzen nicht mehr gewährleistet wäre. Zur Überbrückung der Katodenwiderstände müßten also Elektrolytkondensatoren sehr hoher Kapazität Verwendung finden, oder es müßte eine Kompensationschaltung angewendet werden, um den geforderten Frequenzgang zu realisieren. Es ist aber auch ein anderer Weg beschreibbar, der etwas ausführlicher diskutiert werden soll. Verzichtet man auf die wechsel-

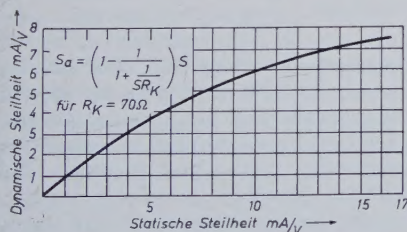


Abb. 2.
Dynamische Steilheit einer
stromgegengekoppelten
Pentode bei verschiedener
statischer Steilheit

strommäßige Überbrückung des Katodenwiderstandes, so erhält man eine Stromgegenkopplung. Unter Vernachlässigung des Durchgriffs einer Pentode, die im vorliegenden Fall, insbesondere auch wegen der relativ geringen Stufenverstärkung, zulässig ist, ergeben sich die folgenden Beziehungen

$$\begin{aligned} u_a &= u_{st} \cdot S \cdot R_a \\ &= (u_g - u_k) \cdot S \cdot R_a \\ &= u_g \left(1 - \frac{u_k}{u_g}\right) S \cdot R_a \end{aligned}$$

Im letzten Ausdruck ist $\left(1 - \frac{u_k}{u_g}\right) S$ offenbar die Arbeitssteilheit der

gegengekoppelten Stufe. Ersetzt man u_g durch $u_k + u_{st}$, so kann man, wenn man noch $i_k = u_{st} \cdot S$ berücksichtigt, in anderer Form schreiben

$$S_a = \left(1 - \frac{1}{1 + \frac{1}{SR_K}}\right) S$$

Hieraus entnimmt man, daß bei vorgegebenem S die Arbeitssteilheit bei großem R_K gegen 0 geht. Da der Bruch in der Klammer stets größer als 0 bleibt, wird die Arbeitssteilheit auch bei kleinem Katodenwiderstand stets kleiner als die statische Steilheit S sein. Hieraus folgt aber auch, daß der Anstieg oder Abfall der Arbeitssteilheit in Abhängigkeit von S mit einer Steigung erfolgt, die kleiner als 1 ist. Dies ist in einer Kurvendarstellung nochmals veranschaulicht. Für die Praxis bedeutet dies etwa folgendes: Verwendet man eine Pentode mit einer Steilheit von beispielsweise 16 mA/V (E 180 F) und einem Katodenwiderstand von 70 Ohm, der gerade die notwendige Gitterspannung liefert, so erhält man eine Arbeitssteilheit von etwa 8 mA/V, ein Wert, der für eine Verstärkerstufe bei der geforderten Bandbreite durchaus noch brauchbar ist. Sinkt im Laufe der Lebensdauer die statische Steilheit einer Röhre um 25%, also auf etwa 12 mA/V, so fällt die Arbeitssteilheit infolge der Stromgegenkopplung nur um 14%, d. h., man erreicht eine bessere Konstanz der Verstärkung während der Lebensdauer der Röhren, so daß die Wartung des Gerätes vereinfacht wird. Die Verwendung der Stromgegenkopplung bringt außerdem den weiteren Vorteil, daß die Röhreneingangskapazität um den Faktor

$\left(1 - \frac{u_k}{u_g}\right)$ verkleinert wird. Im oben angeführten praktischen Fall

wird dieser Faktor 0,5. Diese beachtliche Kapazitätsverminderung erlaubt wiederum die Verwendung höherer Arbeitswiderstände im Verstärker, wodurch die durch Stromgegenkopplung verlorene Verstärkung teilweise wiedergewonnen werden kann.

4. Impuls- und Ablenkteil

Wie schon früher erwähnt, ist es zweckmäßig, bei industriellen Fernsehanlagen die Aufnahmekamera so klein wie möglich aufzubauen, da nur dann eine vielseitige Verwendbarkeit gewährleistet ist. Es muß also der wesentliche Teil der Schaltung möglichst in das größere Steuergerät verlegt werden, während in der Kamera nur das Notwendigste eingebaut wird. Man muß also versuchen, die Ablenkströme für das Resistor über das Kamerakabel zuzuführen. Dies gelingt für die Bildablenkung mit 50 Hz ohne Schwierigkeiten. Man kann beispielsweise den Ablenkstrom einer Katodenstufe im Steuergerät entnehmen; da der ohmsche Widerstand der Bildablenkspule etwa in der Größenordnung 100 Ohm liegt und der induktive Widerstand bei der niedrigen Frequenz keine Rolle spielt, wird die Leitungslänge wegen der niedrigen Endwiderstände völlig unkritisch, und es kann sogar auf eine besondere Abschirmung verzichtet werden. Anders liegen die Verhältnisse bei der Zeilenablenkung. Hier kann wegen der höheren Frequenz, wobei auch die Oberwellen der Zeilenfrequenz berücksichtigt werden müssen, nur eine koaxiale Leitung mit definiertem Wellenwiderstand Verwendung finden. Die Einspeisung am Kabelanfang erfolgt dann am besten über einen breitbandigen Anpassungstransformator. Die Ablenkspulen, die den Kabelabschluß darstellen, werden in bekannter Weise durch Hinzuschaltung von Kondensatoren und Widerständen in einen aperiodisch bedämpften Schwingkreis umgewandelt, der sich so einstellen läßt, daß er für alle Frequenzen einen rein ohmschen Widerstand, der gleich dem Wellenwiderstand des Kabels gemacht wird, darstellt. Damit ist ein reflexionsfreier Kabelabschluß gewährleistet. Allerdings muß zur Erreichung einer einwandfreien Ablenkung bei dieser Schaltung der Ablenkstrom, der vom Endverstärker geliefert wird, eine bestimmte Form aufweisen. Außerdem muß die Schaltung beim Aufbau der Zeilenablenkspulen bezüglich des ohmschen und induktiven Widerstandes überprüft werden.

Besondere Sorgfalt muß auf die Form und den Zusammenbau der Ablenkspulen gelegt werden, da hiervon die verzerrungsfreie Bildwiedergabe sehr stark abhängt. Um eine Einstreuung der Zeilenfrequenz in den Verstärker zu vermeiden, müssen am Ablenkjoch noch besondere Abschirmungen angebracht werden. Außer den sägezahnförmigen Ablenkströmen werden den Ablenkspulen noch einstellbare Gleichströme zugeführt, die zur Einjustierung des Abtastrasters in die Mittellage dienen. Beim Aufbau der Impulsschaltung erhebt sich

die Frage, ob man für industrielle Anwendung des Fernsehens auf das Zeilensprungverfahren und damit auf einen Frequenzteiler verzichten kann. Wie schon vorher erwähnt, liegt die Auflösungsgrenze des Resistrons bei etwa 400 Zeilen; läßt man bei der europäischen Fernsehnorm den Zeilensprung fallen, so werden etwa 310 Zeilen pro Bild geschrieben. Der Auflösungsverlust ist also nicht sehr groß, zumal die Auflösung in vertikaler Richtung durch Entzerrungseinrichtungen im Verstärker nicht mehr verbessert werden kann. Sorgt man dafür, daß in horizontaler Richtung die Modulationstiefe des Bildsignals bis zur Auflösungsgrenze durch zusätzliche Maßnahmen im Verstärker so hoch gehalten wird, wie es der Störabstand erlaubt, so wird der Bildeindruck trotz nur 310 geschriebener Zeilen besser als man erwartet und steht insgesamt dem Zwischenzeilenbild kaum nach. Dies liegt offenbar daran, daß in der Praxis bei der Mehrzahl aller aufgenommenen Bilder die Detailwiedergabe in horizontaler Richtung die wesentliche Rolle spielt. Da der Wegfall eines Frequenzteilers die Betriebssicherheit einer Fernsehanlage zweifellos erhöht, wird man diese Erfahrungstatsache auswerten und den Generator für die Zeilenfrequenz im allgemeinen frei schwingend ausführen, wobei allerdings auf hohe Frequenzkonstanz geachtet werden muß. Die Bildfrequenz wird zweckmäßigerweise fest mit der Netzfrequenz verkoppelt. Für besondere Fälle, bei denen es auf eine starke Verkopplung zwischen Bild- und Zeilenfrequenz ankommt, oder wenn die gröbere Zeilenstruktur stört, kann der Anschluß eines Frequenzteilers vorgesehen werden.

5. Schaltung zur Kompensation der Aperturverluste

Im Abschnitt über die Aufnahmeöhre wurde bereits von den Aperturverlusten des Resistrons gesprochen, die das Ausgangssignal bei 5 MHz auf eine Restamplitude von 25% absenken. Um diesen Abfall auszugleichen, muß eine Schaltung angewendet werden, die eine frequenzabhängige Amplitudenanhebung ohne Beeinflussung der Phasenlage bewirkt. Derartige Schaltungen sind in verschiedenen Ausführungen bekannt. Es soll hier eine Ausführungsform beschrieben werden, die sehr geringen Aufwand erfordert und die trotzdem gute praktische Ergebnisse liefert. In der früher angegebenen Beziehung für die Arbeitssteilheit einer gegengekoppelten Verstärkerstufe war der Katodenwiderstand rein ohmisch angesetzt worden. Wird nun zum Katodenwiderstand ein Kondensator parallel geschaltet, so wird die Arbeitssteilheit komplex, und man erhält die folgende Beziehung

$$\frac{\mathcal{S}_a}{S} = \frac{1}{1 + SR_K} = \frac{1}{1 + \frac{SR_K}{1 + j\omega CR_K}}$$

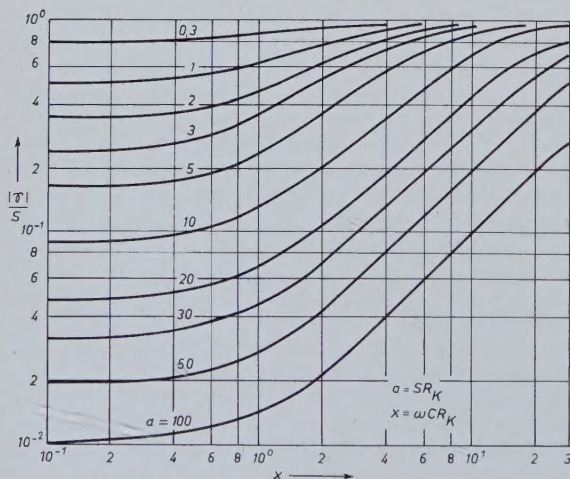


Abb. 3. Steilheitsänderung einer frequenzabhängig stromgegekoppelten Pentode

Um diese Beziehung übersichtlich zu gestalten, setzt man $x = \omega CR_K$ und $a = SR_K$ und erhält

$$\frac{\mathcal{S}_a}{S} = \frac{1 + jx}{1 + a + jx}$$

Für den Betrag dieser komplexen Beziehung ergibt sich

$$\left| \frac{\mathcal{S}_a}{S} \right| = \sqrt{\frac{1 + x^2}{(1 + a)^2 + x^2}}$$

Da die Verstärkung im vorliegenden Falle praktisch der Steilheit proportional ist, kann vom Verlauf der Arbeitssteilheit direkt auf den Frequenzgang der Verstärkerschaltung geschlossen werden. Die graphische Darstellung der obigen Beziehung läßt erkennen, daß die Stärke der erzielbaren Anhebung bei hohen Frequenzen von der Größe $a = SR_K$ abhängig ist, während der Einsatzpunkt der Anhebung durch passende Wahl der Kapazität C wegen $x = \omega CR_K$ ge-

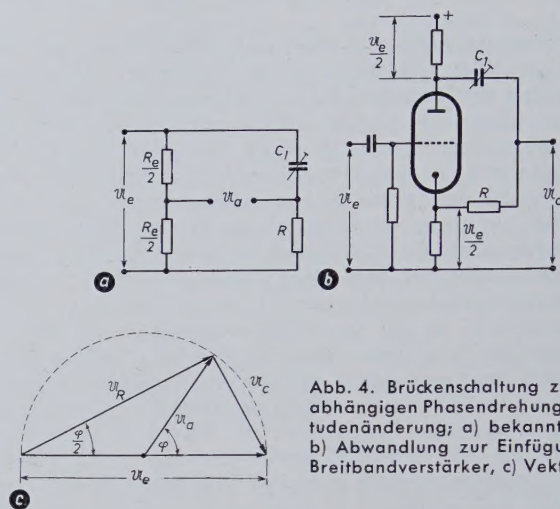


Abb. 4. Brückenschaltung zur frequenzabhängigen Phasendrehung ohne Amplitudenänderung; a) bekannte Schaltung, b) Abwandlung zur Einfügung in einen Breitbandverstärker, c) Vektordiagramm

wählt werden kann. Diese Art der Anhebung wird bei der Kompensation des in Phase und Amplitude frequenzabhängigen Verstärkereingangswiderstandes angewendet. Zur Anwendung beim Ausgleich der Aperturverluste ist noch zu berücksichtigen, daß der Phasengang der Schaltung

$$\tan \varphi = \frac{ax}{1 + a + x^2}$$

kompensiert werden muß, da sonst im Bild unangenehme Phasenfehler sichtbar würden. Es muß also eine zusätzliche Schaltung verwendet werden, die frequenzabhängig die Phase dreht, ohne die Amplitude dabei zu verändern.

Eine derartige Schaltung ist in einfacher Form bekannt und braucht für den vorliegenden Fall nur in passender Variation in den Verstärker eingefügt zu werden. Hierzu wird mit Hilfe einer Röhre die Eingangsspannung des Phasenschiebers erdsymmetrisch gemacht, so daß die an der Brücke abgenommene Ausgangsspannung wieder einseitig geerdet werden kann. Die Beziehung für die Phasendrehung der Schaltung in Abhängigkeit von der Frequenz läßt sich aus dem Vektordiagramm entnehmen.

$$\varphi' = 2 \arctan \frac{1}{\omega C_1 R}$$

Die Phasenverschiebung ist veränderbar von 0 bis 180°, ohne daß sich die Amplitude des Ausgangssignals, die halb so groß ist wie die des Eingangssignals, ändert. Durch passende Wahl von C_1 und R läßt sich der Einsatzpunkt und der Verlauf der Phasenschiebung in bestimmten Grenzen, die durch die Tangensfunktion gesetzt sind, so wählen, daß der Phasengang der vorgeschalteten Amplitudenanhebung im interessierenden Bereich praktisch völlig kompensiert werden kann. Damit läßt sich also eine Aperturentzerrung mit einem Röhrensystem und einem Verstärkungsverlust um den Faktor 1/2 aufbauen, die in der Praxis sehr gute Ergebnisse liefert.

Schrifttum

- Heimann, W.: Eigenschaften und Anwendungen von Fernseh-Bildaufnahmeöhren mit Widerstandsphotoschichten. AEÜ Bd. 9 (1955) Nr. 1, S. 13
- Theile, R.: Die Signalerzeugung in Fernseh-Bildabströhren. AEÜ Bd. 7 (1953) Nr. 1, S. 15, Nr. 6, S. 281 u. Nr. 7, S. 328
- Rothe, H., u. Kleen, W.: Elektronenröhren als Anfangsstufenverstärker. Leipzig 1953, Akad. Verlagsges.
- Spiegel, E. F.: Das Fernauge, eine Fernsehaufnahmeanlage für kommerzielle und industrielle Zwecke. Radio Mentor Bd. 6 (1954) S. 316
- Mayer, N.: Die Vidicon-Fernsehkamera. Radio Mentor Bd. 6 (1954) Nr. 11, S. 611

Unter den zahlreichen Instrumenten, die an Bord von Flugzeugen verwendet werden, kommt dem elektrischen Höhenmesser eine ständig wachsende Bedeutung zu, wenn diese auch je nach dem Betrachtungsstandpunkt unterschiedlich beurteilt wird. Im folgenden werden die verschiedenen Anwendungsgebiete angedeutet und der derzeitige Stand der Entwicklung geschildert.

1. Anwendungsgebiete

1.1 Barometrische Höhenmessung

Zur Vermeidung von Kollisionen werden in der Luftfahrt den einzelnen Flugzeugen sowohl während des Streckenfluges als auch in den Warteräumen bestimmte Flughöhen zugewiesen. Diese Höhen sind auf ein vereinbartes mittleres Niveau, z. B. Normal-Null (NN), zu beziehen, nicht etwa auf das jeweils überflogene Gelände. Deshalb verwendet man zur Bestimmung solcher Flughöhen den barometrischen Höhenmesser und nimmt in Kauf, daß dieser nach dem am Boden herrschenden Luftdruck, der dem Flugzeug mit den Wettermeldungen durchgesagt wird, korrigiert werden muß. Da die den einzelnen Flugzeugen zugeteilten Höhen mit hinreichendem Abstand voneinander gestaffelt und so groß sind, daß innerhalb des zu befliegenden Gebietes die Gefahr einer Berührung von Bodenerhebungen nicht besteht, sind kleine Ungenauigkeiten bei dieser Höhenmessung ohne Bedeutung. Es genügt zu wissen, daß das Flugzeug z. B. in einer Höhe von 2000 m fliegt. Ob es sich dabei 1500 m über einem Flußtal oder 900 m über einem Gebirgszug befindet, ist zur Vermeidung von Kollisionen zwischen Flugzeugen unerheblich. Es ist keinesfalls zu erwarten, daß diese Art von Höhenmessung durch einen der elektrischen Höhenmesser übernommen werden kann.

1.2 Elektrische Höhenmessung

Es gibt aber auch Fälle in der Zivilluftfahrt, in denen nicht die absolute Höhe des Flugzeuges, sondern sein Abstand von der Erdoberfläche von Bedeutung ist, z. B. wenn es sich darum handelt, die Sicherheit gegen unbeabsichtigte Bodenberührung zu erhöhen oder bei unsichtigem Wetter zu landen. Für diese Aufgaben sind nur elektrische Höhenmesser geeignet, worunter im folgenden immer Höhenmesser zu verstehen sind, die den Abstand von der Erdoberfläche messen, und nicht etwa barometrische Höhenmesser mit elektrischer Fernübertragung des Meßwertes.

Die Sicherheit gegen Bodenberührung wird besser noch als durch Höhenmesser durch Bordradargeräte gewährleistet, da diese nicht nur den Abstand des Erdbodens senkrecht unter dem Flugzeug, sondern auch die vor dem Flugzeug auftauchenden Hindernisse anzeigen. Daß diese Geräte erst beginnend von einer Mindestentfernung von etlichen Metern ab Meßergebnisse liefern, stört in keiner Weise, da ohnedies ein Sicherheitsabstand von mehreren 100 m nicht unterschritten werden darf.

Bei der Schlechtwetterlandung dagegen müssen sehr kleine Abstände mit großer Genauigkeit bestimmt werden. Sie sind nach unten durch die Höhendifferenz zwischen der Unterseite der Tragflächen, in die der Höhenmesser eingebaut wird, und der Unterkante des Fahrwerks begrenzt, ein Abstand, der sich etwa in der Größe von 2 bis 3 m bewegt. Bis zu dieser Mindestentfernung soll also der Abstand vom Boden mit einer Genauigkeit von wenigen cm, d. h. auf einige Prozent genau, gemessen werden. Für die Landung ist aber nicht nur der Bodenabstand unmittelbar vor dem Aufsetzen, also der Abstand von der Landebahn, maßgebend, sondern auch der Abstand, den das Flugzeug bei Anflug außerhalb des Flughafens von der Erdoberfläche hat.

Dieser Abstand darf weder zu groß noch zu klein sein. Im ersten Fall kann das Flugzeug nicht mehr innerhalb der Landebahn gelandet werden, im zweiten Fall besteht die Gefahr der Kollision mit Hindernissen (Häuser, Bäume). Da aber das Gelände in der Umgebung eines Flughafens nur selten völlig eben ist, bietet die Messung des Bodenabstandes während des Anfluges nur in Ausnahmefällen die Gewähr für eine sichere Landung. Man hat deshalb für die Schlechtwetterlandung zunächst zwei andere Verfahren geschaffen, deren Angaben von dem Gelände der Umgebung des Flughafens in hohem Maße unabhängig sind, das „Instrument Landing System“ (ILS) und „Ground Controled Approach“ (GCA). Beim ersten dieser beiden Verfahren, das schon in den dreißiger Jahren von der C. Lorenz AG und Telefunken geschaffen wurde, steht ein Sender am Boden. An Bord werden unmittelbar die Meßwerte, die zum Anflug benötigt werden, gebildet und angezeigt.

Beim GCA-Verfahren, das in etwas primitiverer Form bereits mit dem Telefunken-Gerät „Würzburg“ während des Krieges angewandt wurde [1], stehen Sender und Empfänger am Boden. Die Meßwerte werden am Boden gebildet und angezeigt und dem Flugzeugführer in Form der während des Anfluges erforderlichen Korrekturen durchgesagt.

Beiden Verfahren ILS und GCA ist gemeinsam, daß sie nur auf einem mit den entsprechenden Bodenanlagen ausgerüsteten Flughafen anwendbar sind. Nach den z. Z. geltenden Vorschriften muß bei beiden Verfahren die letzte Phase der Landung, das Aufsetzen, nach Sicht vorgenommen werden. In dieser Phase kann ein elektrischer Höhenmesser wertvolle Dienste leisten. Tatsächlich wurden bereits 1940 mit dem von Siemens entwickelten Höhenmesser „FuG 101“ und der gleichfalls von Siemens (Luftfahrtgerätekwerk) entwickelten Dreiachsensteuerung völlig automatische Landungen, sogar von einem unbemannten Flugzeug (Ju 52), vorgenommen [2].

Die Bedeutung von Landungen außerhalb eines mit allen erforderlichen Bodenanlagen ausgerüsteten Flughafens ist für die Zivilluftfahrt naturgemäß gering, da derartige Außenlandungen meistens nur dann erforderlich werden, wenn das Flugzeug einen so schweren Schaden erlitten hat, daß es nicht mehr nach Belieben gelenkt werden kann. Dann ist aber auch mit einem elektrischen Höhenmesser die Lage kaum noch zu verbessern. Immerhin gibt es Fälle, in denen bei Vorhandensein eines elektrischen Höhenmessers die durch eine Außenlandung bedingte Katastrophe hätte erheblich gemindert werden können.

Bei anderen als zivilen Aufgaben werden elektrische Höhenmesser sowohl für geringe Bodenabstände (z. B. etwa 20 m beim Flug über See) als auch für große Abstände (1000 ... 20000 m) benötigt.

Zusammenfassend läßt sich sagen: In der Zivilluftfahrt wird zur Einhaltung bestimmter Flughöhen der barometrische Höhenmesser beibehalten werden. Dagegen wäre die elektrische Messung des Abstandes Flugzeug—Boden bei der Blindlandung wertvoll, obwohl dadurch die bestehenden Anlagen (ILS und GCA) keinesfalls entbehrlich würden. Zur Zeit sind Landungen ohne jede Sicht in der Zivilluftfahrt aus Sicherheitsgründen nicht zugelassen. Auf anderen Gebieten bestehen Aufgaben, zu deren Lösung der elektrische Höhenmesser unentbehrlich ist.

2. Geräte

Die folgenden Betrachtungen seien auf Höhenmesser beschränkt, die den Abstand zwischen Flugzeug und Erdoberfläche elektrisch messen. Akustische und mechanische Höhenmesser (Landefühler) sollen hier nicht betrachtet werden. Sie haben wegen des starken Geräusches der üblichen Flugzeuge und wegen deren großer Horizontalgeschwindigkeit z. Z. keine Bedeutung; allenfalls könnten sie

bei Hubschraubern und Segelflugzeugen nützlich sein. Bei den elektrischen Höhenmessern kann man kapazitive Höhenmesser, Impulshöhenmesser und Höhenmesser mit Frequenzmodulation unterscheiden.

2.1 Kapazitive Höhenmesser

Diese Höhenmesser beruhen auf der Messung der Kapazitätsvergrößerung, die zwischen zwei am Flugzeug angebrachten Elektroden oder zwischen einer Elektrode und dem Flugzeug selbst bei Annäherung an den Boden entsteht. Derartige Geräte wurden in Deutschland schon während der zwanziger Jahre an Bord von Zeppelin erprobt (*Drahtlose und Luftelektrische Versuchsstation Gräfelfing*, Prof. Dieckmann) und auch an Bord von Flugzeugen wurden Messungen durchgeführt, z. B. durch Beobachtung der Verstimmung, die eine Schleppantenne im Mittelwellengebiet bei Annäherung an den Boden erkennen läßt (*Deutsche Versuchsanstalt für Luftfahrt*, Berlin-Adlershof).

Die industrielle Entwicklung begann 1935 bei Siemens [2]. Doch mußte man bald erkennen, daß der Anwendung des kapazitiven Höhenmessers grundsätzliche Grenzen gesetzt sind. Der gemessene Wert ist von Leitfähigkeit und Dielektrizitätskonstante des Bodens abhängig, und durch Veränderungen am Flugzeug, z. B. durch das Ausfahren des Fahrwerkes, kann eine erhebliche Ungenauigkeit entstehen. Der Meßbereich erstreckte sich etwa von Null bis 50 m. Er konnte später durch Verfeinerungen bis auf 200 m erweitert werden (*Aerodynamische Versuchsanstalt*, Göttingen). Besonders bedenklich ist die Gefahr der Nullpunktverschiebung. Selbst wenn man den Höhenmesser vor der Landung in größerer Höhe nochmals eicht, ist man nicht sicher, ob bei der Landung der Meßwert Null mit der Berührung des Bodens durch das Fahrwerk zusammenfällt. Allein die veränderte Durchbiegung der Tragflächen bei der Landung, das Ausfahren der Landeklappen und andere geometrische Veränderungen des Flugzeuges können zu merklichen Abweichungen führen.

2.2 Impulshöhenmesser

Mit der Entwicklung der Radartechnik in den dreißiger Jahren entstand der Gedanke, die Höhe eines Flugzeuges über Grund durch die Laufzeit eines elektrischen Impulses zu messen, der vom Flugzeug ausgesendet, am Boden reflektiert und wieder im Flugzeug empfangen wird. Wegen der großen Rückstrahlfläche der Erde konnte man mit verhältnismäßig kleinen Sendeleistungen (200 W Spitzenleistung) bereits bis zu hinreichend großen Höhen (10 km) messen. Nach unten war der Meßbereich zunächst bei etwa 200 m durch die Impulsbreite und die Einschwingvorgänge begrenzt. Im Gegensatz zum kapazitiven Höhenmesser, der sich zur Bestimmung kleiner Flughöhen eignet, erhält man bei Anwendung von Impulsen einen typischen Grobhöhenmesser. Dies schließt eine Anwendung auch bei kleineren Bodenabständen nicht aus, sofern diese oberhalb der Mindestentfernung liegen. Er wurde z. B. bei *Telefunken* zum selbsttätigen Abfangen von Sturzkampfflugzeugen entwickelt. Aus dieser Entwicklung ging später das Bord-Radargerät „Lichtenstein“ hervor.

In Deutschland wurden die Versuche zunächst im *Flugfunk-Forschungsinstitut Oberpfaffenhofen* (Prof. Dieckmann) durchgeführt [3]. Die Wellenlänge betrug anfangs 7 m, die Impulsbreite 1 μ s, die Impulsfrequenz 15 kHz. Später („FuG 102“) wurde die Impulsdauer auf 0,3 μ s verkürzt; auch wurde mit kürzeren Wellenlängen gearbeitet. Der mögliche Meßfehler lag zwischen -50 und $+100$ m, wobei mit einem Ablesefehler von ± 20 m zu rechnen war.

Nach diesen Vorarbeiten wurde von C. Zeiss, Jena, das Gerät „FuG 103“ und von Siemens das Gerät „FuG 218/219“ entwickelt, das nicht nur als Höhenmesser, sondern auch als Bordradargerät für Nachtjäger verwendet wurde [2]. Bis zum Ende des Krieges waren etwa 150 dieser Geräte zum Einsatz gekommen.

Schon Anfang der 40er Jahre wurde der Impulshöhenmesser zur Durchführung einzelner Aufgaben mit einer Schreibvorrichtung ausgerüstet. Man erhielt so bei konstanter Flughöhe einen Höhenschnitt des überflogenen Geländes, der eine ausgezeichnete zusätzliche Navigationshilfe bildete. Nach dem Kriege wurden ähnliche, vom *National Research Council of Canada* entwickelte Geräte zur Vermessung unwegsamer Gebiete eingesetzt [4]. Sie arbeiteten mit einer Wellenlänge von nur 0,3 cm. Infolge dieser kurzen Wellenlänge konnte die Strahlung so scharf gebündelt werden, daß bei einer Flughöhe von 1300 m im wesentlichen nur ein Kreis des überflogenen Geländes von

40 m Durchmesser angestrahlt wurde. Es war möglich, die mittlere Höhe dieses Kreises mit einer Genauigkeit von $\pm 3,5$ m zu vermessen, wobei die absolute Flughöhe nach einem barometrischen Höhenmesser konstant gehalten wurde.

Nach dem Stand der Technik, wie er etwa 1939 in Deutschland und vermutlich auch in anderen Ländern erreicht worden war, benötigte man also zur elektrischen Höhenmessung zwei Geräte: Für kleine Höhen den kapazitiven, für große Höhen den Impuls-Höhenmesser. Zur Vereinfachung versuchte man ein Verfahren zu finden, das sowohl die Messung kleiner als auch großer Höhen ermöglichte. Man fand das Verfahren der „Frequenzverwerfung“, heute besser als Frequenzmodulation bezeichnet.

2.3 Höhenmesser mit Frequenzmodulation

Ändert man die Frequenz des Bordsenders, z. B. sägezahnförmig (Abb. 1, Kurve a), und führt man dem Empfänger nicht nur die vom Boden reflektierte Welle (Abb. 1, Kurve b) zu, sondern unmittelbar auch einen Teil der Sendeenergie, so ergeben beide Wellen zusammen

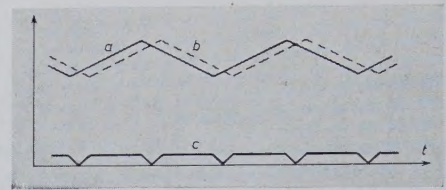


Abb. 1. Höhenmessung mit Frequenzmodulation. (a) abgestrahlte und dem Empfänger direkt zugeführte Frequenz, (b) empfangene, (c) Differenzfrequenz

eine Differenzfrequenz (Abb. 1, Kurve c). Die Höhe dieser Differenzfrequenz ist ein Maß für die Zeit, die eine reflektierte Welle braucht, um zum Flugzeug zurückzukommen, also auch ein Maß für den Abstand des Flugzeuges von der Erdoberfläche.

Nach diesem Verfahren arbeitete das „FuG 101“, von dem während des Krieges in Deutschland insgesamt etwa 30000 Stück hergestellt wurden [2]. Dieses Verfahren ist inzwischen im Ausland weiter entwickelt worden. Die Schwierigkeiten, die dabei zu überwinden waren, bestanden z. B. a) aus der Quantisierung, b) aus der Verstärkung tiefer Frequenzen, c) aus der Verstärkung breiter Frequenzbänder.

a) Quantisierung

Zur Messung der nach Abb. 1 entstehenden Differenzfrequenz kann man sich verschiedener Verfahren bedienen. Das zweckmäßigste besteht darin, die Nulldurchgänge der entstehenden Differenzschwingung zu zählen. Man ist dabei von Amplitudenschwankungen der Schwingung völlig unabhängig. Aber dieses Verfahren liefert nur ganzzahlige Werte. Bezeichnet man die Höhenänderung, die der Änderung der Differenzfrequenz um 1 Hz entspricht, als „kritischen Abstand“ d_c , so ist die Höhenangabe insgesamt um $2 d_c$ unsicher;

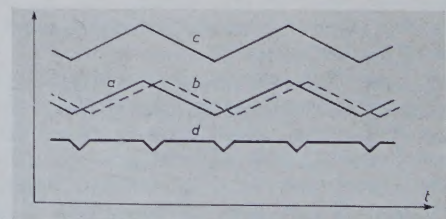


Abb. 2. Höhenmessung mit Frequenzmodulation ohne Quantisierung. (a) abgestrahlte, (b) empfangene, (c) dem Empfänger über einen Frequenzwandler zugeführte Frequenz, (d) Differenzfrequenz

dies stört vor allem bei kleinen Flughöhen. Um diesen Fehler zu vermeiden, wird die Sendefrequenz nicht unmittelbar an den Empfänger gelegt, sondern über einen Frequenzwandler, der sie um einen prozentual kleinen Betrag f_d verändert [5]. Dadurch wird die entstehende Differenzfrequenz um f_d erhöht (Abb. 2). Der Quantisierungsfehler wird nicht nur prozentual kleiner, er verschwindet im Mittel ganz. Da sich die Phase der Vergleichsfrequenz (Kurve c in Abb. 2) gegenüber der reflektierten Schwingung (Kurve b) dauernd ändert, wird man von der zufälligen, durch die Laufzeit bedingten Phasenände-

nung unabhängig, vorausgesetzt, daß die Zeit über die man die Null-durchgänge der Differenzfrequenz zählt, groß gegenüber $1/f_d$ ist.

b) Vermeidung der Verstärkung tiefer Frequenzen

Das unter a) beschriebene Verfahren ermöglicht gleichzeitig, tiefe Tonfrequenzen zu vermeiden. Ohne die Umsetzung der Sendefrequenz (Abb. 1) würde man für die Höhe Null die Differenzfrequenz Null erhalten. Die Verstärkung sehr tiefer Frequenzen ist immer unangenehm; an Bord eines Flugzeuges bereiten aber auch mittlere Tonfrequenzen Schwierigkeiten, weil in diesem Frequenzgebiet viele Störungen durch die Erschütterungen der Geräte und Antennen entstehen. Außerdem läßt es sich nur schwer vermeiden, daß die gewünschte Frequenzmodulation frei von Amplitudenmodulation ist. Durch diese wird im Empfänger eine Störfrequenz von der Größe der Wobelfrequenz hervorgerufen [7]. In einem elektrischen Höhenmesser der *General Electric Co.* [6] wird z. B. die Sendefrequenz zwischen 1605 und 1655 MHz linear geändert. Die dem Empfänger direkt zugeführte Frequenz ist um 110 MHz höher als die Sendefrequenz. Bei der Flughöhe Null ist also bereits eine Differenzfrequenz von 110 MHz zu verstärken, was erheblich einfacher ist als die Verstärkung extrem niedriger Frequenzen.

c) Begrenzung des Frequenzbandes

Der in b) erwähnte Höhenmesser der *General Electric Co.* zeichnet sich durch eine weitere Eigentümlichkeit aus. Bei Höhen unter 300 m arbeitet er wie bereits beschrieben. Die Differenzfrequenz ändert sich in diesem Bereich von 110 bis 160 MHz und wird nach der Verstärkung dieser Zwischenfrequenz, die keine unüberwindliche Anforderung an die Bandbreite stellt, durch Teilung und nochmalige Differenzbildung zur Frequenzzählung auf den Bereich 0 bis 10 kHz verringert. Da bei größeren Flughöhen die vom Boden reflektierte Leistung so klein wird, daß eine weitere Verstärkung erwünscht ist, und weil die genaue Zählung von Frequenzen über 10 kHz schwierig zu werden beginnt, wird von 300 m Bodenabstand an die Differenzfrequenz von 10 kHz konstant gehalten, und dafür die Periode der Frequenzänderung, die für die Wobelfrequenz maßgebend ist, selbsttätig so verlängert, daß der Wert von 10 kHz erhalten bleibt. Die für diese Regelung erforderliche Regelgröße ist dann ein Maß für den Bodenabstand (Abb. 3). Die Verstärkung der konstanten Frequenz (10 kHz)

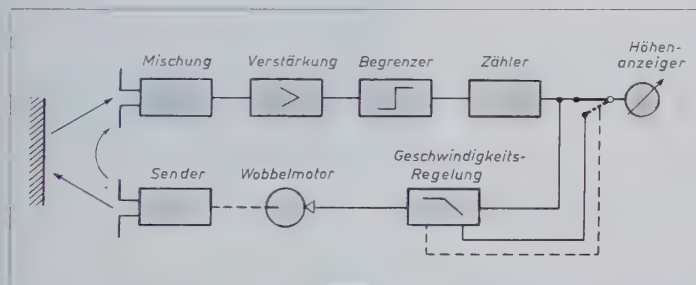


Abb. 3. Höhenmessung nach General Electric Co. Auf einer einzigen Skala werden die Höhen von 0 bis 1500 m angezeigt, wobei von 0 bis 300 m mit veränderlicher Differenzfrequenz, von 300 bis 1500 m mit veränderlicher Drehzahl des Wobbelmotors gearbeitet wird

bereitet keine Schwierigkeiten. Die Bandbreite des Verstärkers kann sehr schmal sein, so daß der Anteil der Störungen gering bleibt.

Mit diesem Höhenmesser wird ein Höhenbereich von 0 bis 1500 m (0...5000 ft) ohne Bereichsänderung überstrichen und eine Genauigkeit von $\pm 3\% \pm 1,5$ m (± 5 ft) erreicht.

d) Eine andere Ausführungsform: „AM 210“

Neben dem bereits erwähnten „FuG 101“ von *Siemens* aus der Zeit des zweiten Weltkrieges und dem nach dem Kriege entwickelten in den Abschnitten b) und c) erläuterten Höhenmesser der *General Electric Co.* sei vor allem auch auf den Höhenmesser „AM 210“ der *Soc. Française Radioélectrique* hingewiesen [7, 8]. Das Verfahren ist ähnlich dem in Abschnitt c) beschriebenen (Abb. 4). Der bei dem Verfahren nach Abb. 3 gewonnene Vorteil einer einzigen Skala für den Bereich von 0...1500 m soll bei dem Verfahren nach Abb. 4 durch eine größere Genauigkeit ausgeglichen werden. Dafür wird die Skala bei 300 m unterteilt (zwei getrennte Anzeiger in Abb. 4). Der Sender arbeitet bei einer Wellenlänge von 68 cm mit einer Leistung

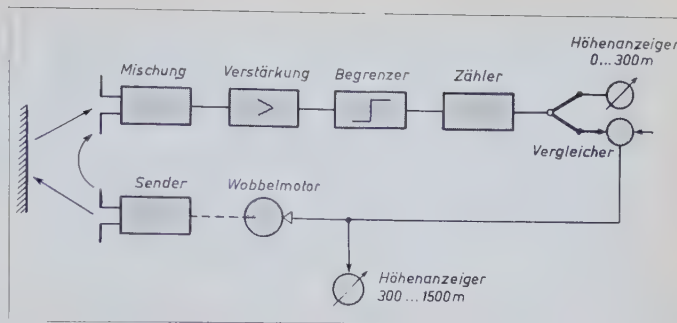


Abb. 4. Höhenmessung nach Soc. Franç. Radioélect. Die Höhe wird auf zwei getrennten Skalen 0 bis 300 m und 300 bis 1500 m angezeigt. Für den ersten Bereich wird mit veränderlicher Differenzfrequenz, für den zweiten mit veränderlicher Drehzahl des Wobbelmotors gearbeitet

von 0,5 W. Die Wobelfrequenz beträgt 135 Hz zwischen 0 und 300 m und geht bei 1500 m auf 27 Hz zurück. Die Genauigkeit bei Höhen zwischen 0 und 30 m wird mit ± 3 m, die zwischen 30 und 1500 m mit ± 10 m angegeben.

3. Ausblick

Der Höhenmesser mit Frequenzmodulation überbrückt bereits beim derzeitigen Stand der Technik einen weiten Meßbereich und seine Genauigkeit reicht zur Lösung vieler Aufgaben, z. B. zum Fluge dicht über einer Wasseroberfläche, aus. Es ist deshalb nicht mehr nötig, auf den kapazitiven Höhenmesser zurückzugreifen, der vor etwa 15 Jahren die Lücke ausfüllte, die der Impulshöhenmesser im Bereich kleiner Höhen hatte. Diese Lücke ist allerdings in neuerer Zeit erheblich zusammengeschrunpft. Die Nahauflösung, die vor 15 Jahren bei etwa 200 m lag, kann heute auf etwa $1/20$ dieses Wertes verbessert werden. Die Genauigkeit ist etwa die gleiche wie beim Höhenmesser mit Frequenzmodulation [4]. Es ist grundsätzlich nicht unmöglich, bei Anwendung kürzester Wellenlängen (unter 1 cm!), die Nahauflösung und die Genauigkeit noch weiter zu verbessern*). Im Bereich dieser Wellenlängen kann man Bordradargeräte zur Feststellung von Gewitterwolken betreiben und bei etwas längeren Wellenlängen Radargeräte zur Kollisionswarnung, die im wesentlichen aus denselben Elementen bestehen wie ein Impulshöhenmesser. Diese Geräte könnten einen weiteren Beitrag zur Flugsicherung bieten.

Wie vor etwa 15 Jahren das Bedürfnis bestand, den kapazitiven Niedrighöhenmesser und den Impulshöhenmesser für große Höhen durch ein gemeinsames Gerät zu ersetzen, so könnte es heute vorteilhaft sein, den Impulshöhenmesser mit einem Gerät für Gewitterwarnung und dem Kollisionswarngerät zu einem gemeinsamen Bordradargerät zu vereinigen.

Schrifttum

- [1] Heer, O.: Schlechtwetter-Anflug mit Radar-Hilfe. *Telefunken-Z.* Bd. 28 (1955) Nr. 110, S. 207—214
- [2] Zetzmann, H. J.: Beiträge der Firma Siemens zur Flugsicherungstechnik und Luftfahrt-Elektronik in den Jahren 1930 bis 1945. *Frequenz* Bd. 9 (1955) S. 351 bis 360 u. S. 386—395
- [3] Nefzger, A., u. Altmann, L.: Der elektrische Echolot-Großhöhenmesser des Flugfunk-Forschungsinstituts Oberpfaffenhofen. *Hochfrequenztechnik und Flugfunkforschung*, Zentr. f. wiss. Berichtswes. d. Luftfahrtforsch. d. Generalluftzeugmeisters (ZWB), Berlin-Adlershof Juli 1942
- [4] Jowitt, S.: Levelling by Radar Altimeter. *Engng. J.* Bd. 33 (1950) S. 689—694
- [5] Kalmus, H. P., Cacheris, J. C., u. Dropkin, H. A.: Nonquantized Frequency-Modulated Altimeter. *J. Res. nat. Bur. Stands.* Bd. 50 (1953) S. 215—221
- [6] Bloch, A., Becks, K. E., u. Heaton, A. G.: Improved Radio Altimeter. *Wireless Wld.* Bd. 60 (1954) S. 138—140
- [7] Couillard, L.: Altimètre électronique de précision. In „*Aéro-Électronique*“. Paris 1955, Dunod. S. 164—182
- [8] Colette, G. u. Labrousse, R.: Un altimètre radioélectrique à modulation de fréquence. *Ann. de Radioélect.* Bd. 10 (1955) S. 387—398
- [9] New Short-Pulse Radar. *Aviation Week* Bd. 63 (1955) Nr. 9, S. 62 (Weitere, vor allem ältere Schrifttumsstellen sind in [5 bis 7] angegeben)

* Nach Abfassung dieser Zusammenstellung wurde noch auf eine kurze Notiz [9] aufmerksam gemacht, in der über einen Impulshöhenmesser der *Liton Industries* berichtet wird, der mit einer Impulsdauer von 0,02 μ s bis auf 10 Fuß (3 m) messen kann. Sein Gewicht wird mit 8,5 kg angegeben.

Zur mathematischen Behandlung nichtlinearer Aufgaben bei Schaltvorgängen

DK 621.372.5:621.374:51

Ein beträchtlicher Anteil der bei der Planung elektronischer Schaltungen auftretenden Berechnungsarbeit ist den Schaltvorgängen zu widmen. Als „elektronischer Schaltvorgang“ sei hier die Wirkungsweise eines Netzwerkes betrachtet, bei dem Rechteckimpulse einer Spannungs- oder Stromquelle eine Zeitfunktion bestimmter elektrischer Größen zur Folge haben.

In den solchen Schaltvorgängen zugrunde liegenden Netzwerken finden sich häufig strom- und spannungsabhängige Schaltelemente oder sonstige nichtlineare Abhängigkeiten, z. B. Hysteresis-Schleifen für die magnetische Induktion. Die exakte Berechnung des zeitlichen Verlaufs elektrischer Größen kann dann relativ schwierig werden, so daß man auf Näherungslösungen angewiesen ist.

Für die Lösung von Aufgaben, die mit solchen nichtlinearen Beziehungen zu tun haben, gibt es eine Fülle mehr oder weniger komplizierter Näherungsverfahren, die aber meist den Nachteil haben, daß bei den Lösungen die Übersicht über die elektrischen Zusammenhänge verlorengeht. Man ist dann gezwungen, für jede Betriebs-einstellung der elektrischen Größen und der Größen für die Schaltelemente die Zahlenwerte neu auszurechnen.

Die Lösung von Aufgaben mit nichtlinearen Elementen ist vorwiegend eine Sache der Geschicklichkeit in der Auswahl angemessener einfacher Verfahren, besonders, wenn man den Aufwand nicht zu weit treiben will. Im folgenden sollen einige zweckmäßige Wege angedeutet werden.

Die den elektronischen Schaltvorgängen zugrunde liegenden Differentialgleichungen sind gewöhnlich von 0., I. oder II. Ordnung. Charakteristisch für diese Vorgänge ist, daß sie stets jeweils zwei bestimmte „Einstellwerte“ ($t \rightarrow \infty$) für den Ein- und Ausschaltvorgang haben. Damit ergibt sich ein bekanntes Intervall, innerhalb dessen die gesuchte elektrische Größe definiert ist.

Hat man es also etwa mit einer Differentialgleichung zu tun

$$F\left(\frac{d^2y}{dt^2}, \frac{dy}{dt}, y, \ln y, \tan y, y^5 \dots\right) = 0 \quad y_1 \leq y \leq y_2$$

worin y die gesuchte elektrische Größe ist, so verfährt man zweckmäßig derart, daß zuerst die Terme in y von 0. Ordnung, d. h. also hier

$$y, \ln y, \tan y, y^5 \dots$$

im Intervall

$$y_1 \leq y \leq y_2$$

approximiert werden.

Einfache Taylorentwicklungen sind in diesen Fällen ungünstig, da man ja Genauigkeit über einen großen Bereich (große Signale) verlangt. Solche Genauigkeit kann mit der Taylorentwicklung nicht erreicht werden. Außerdem sind Fehler und Konvergenz meist nicht zu übersehen.

Ein exaktes Verfahren, um y für das Intervall $y_1 \leq y \leq y_2$ zu nähern, ist die Entwicklung nach einem Orthogonalsystem. Dies System sollte dann aber gleich solche Funktionen enthalten, die zu integrieren sind, wenn die Differentialgleichung von I. oder II. Ordnung ist. Da man in der Praxis doch nur höchstens zwei oder drei Entwicklungsfunktionen benötigt, ist es nicht erforderlich, auf die bereits bekannten (in einer Rekursionsformel anzugebenden) Orthogonalsysteme zurückzugreifen, sondern es ist möglich, sich selbst Ausgangselemente zu wählen, die für das Problem günstig erscheinen. Mit diesen Ausgangselementen stellt man leicht die ersten zwei oder drei Entwicklungsfunktionen auf.

Normalisierte Orthogonalsysteme (Orthonormalsysteme) haben die Eigenschaft, daß die Anwendung jeder nächsthöheren Entwicklungsfunktion eine Verbesserung über den ganzen Integrationsbereich garantiert. Wenn man z. B. bei günstiger Wahl der Ausgangselemente

für das Orthonormalsystem mit den ersten beiden Entwicklungsfunktionen auszukommen scheint, kann man die dritte exakt zur Fehlerabschätzung verwenden.

Im folgenden soll kurz die Aufstellung von Orthonormalsystemen beschrieben werden. Ein normalisiertes Orthogonalsystem ist ein System von Funktionen $\varphi_\nu(x)$, für die in einem Integrationsbereich $a \leq x \leq b$ erfüllt ist

$$\int_a^b (\varphi_i \varphi_k) dx = \begin{cases} 1 & \text{für } i = k \\ 0 & \text{für } i \neq k \end{cases} \quad (1)$$

Sucht man in diesem Bereich eine Näherung für eine Funktion $f(x)$ und schreibt sie in der Form

$$f(x) \approx a_0 \varphi_0 + a_1 \varphi_1 + a_2 \varphi_2 + \dots + a_n \varphi_n = \sum_{\nu=0}^n a_\nu \varphi_\nu = F(x)$$

so kann man Koeffizienten a_ν finden, die garantieren, daß mit jedem Zufügen einer weiteren Funktion φ_{n+1} die Näherung besser wird. Dieses „Besserwerden“ ist in dem Sinne zu verstehen, daß der Inhalt der Fläche zwischen

$$f(x) \quad \text{und} \quad \sum_{\nu=0}^n a_\nu \varphi_\nu = F(x)$$

ein Minimum wird (Abb. 1).

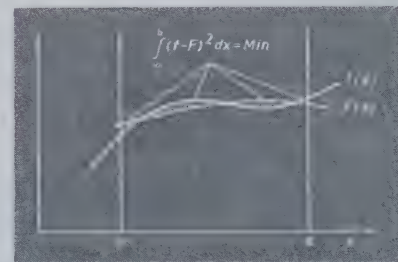


Abb. 1. Annäherung einer Funktion $f(x)$ durch eine Funktion $F(x)$ im Integrationsbereich $a \leq x \leq b$

Die Fläche ist das Gaußsche Fehlerquadrat, das sich schreiben läßt

$$\int_a^b \left(f(x) - \sum_{\nu=0}^n a_\nu \varphi_\nu\right)^2 dx = \text{Min}$$

Differenziert man nun nach allen Entwicklungskoeffizienten a_ν , so erhält man n Integrale von der Form

$$-2 \int_a^b \left(f(x) - \sum_{\nu=0}^n a_\nu \varphi_\nu\right) \varphi_k dx = 0$$

oder

$$\int_a^b f(x) \varphi_k dx = \int_a^b \left(\sum_{\nu=0}^n a_\nu \varphi_\nu\right) \varphi_k dx$$

Da aber die Funktionen φ_ν und φ_k ein Orthonormalsystem darstellen, verschwinden auf den rechten Seiten alle Integrale außer

$$\int_a^b a_k \varphi_k \varphi_k dx$$

Da aber wiederum

$$\int_a^b \varphi_k \varphi_k dx = 1 \quad \text{und} \quad \int_a^b a_k \varphi_k \varphi_k dx = a_k$$

lassen sich damit die Entwicklungskoeffizienten bestimmen

$$a_k = \int_a^b f(x) \varphi_k dx \quad (2)$$

Sind die Funktionen φ_ν z. B.

$$\sin x, \sin 2x, \sin 3x, \dots \cos x, \cos 2x, \dots$$

die, wie man leicht zeigen kann, ein Orthogonalsystem über die Periode bilden, so erhält man die bekannten Fourier-Koeffizienten, die dann noch zu normalisieren sind.

Ein Orthonormalsystem läßt sich leicht aus Ausgangselementen ψ_m aufbauen, die man je nach dem Verwendungszweck des Systems auswählen wird. Es sei hier ein Beispiel angeführt.

Die Ausgangselemente seien

$$\varphi_0 = 1, \varphi_1 = x, \varphi_2 = x^2, \dots$$

Der Integrationsbereich soll sein

$$x_1 \leq x \leq x_2$$

Man bildet nun

$$\varphi_0 = b_{00}\varphi_0$$

$$\varphi_1 = b_{10}\varphi_0 + b_{11}\varphi_1$$

$$\varphi_2 = b_{20}\varphi_0 + b_{21}\varphi_1 + b_{22}\varphi_2$$

$$\varphi_3 = \dots$$

Sodann werden nacheinander die Integrale (1) ausgerechnet; man erhält für die ersten drei Entwicklungsfunktionen z. B.

$$\begin{aligned} \varphi_0 &= \frac{1}{\sqrt{x_2 - x_1}} \\ \varphi_1 &= \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{(x_2 - x_1)^3}} \{ -(x_2 + x_1) + 2x \} \\ \varphi_2 &= \frac{\sqrt{5}}{\sqrt{(x_2 - x_1)^5}} \{ + (x_2^2 + 4x_2x_1 + x_1^2) - 6(x_2 + x_1)x + 6x^2 \} \end{aligned} \quad (3)$$

Mit diesen Funktionen können mit Hilfe von (2) die Entwicklungskoeffizienten berechnet werden. (Für $x_2 = 1$; $x_1 = -1$ erhält man die bekannten einfachen Kugelfunktionen.)

Hat man sich einmal für ein bestimmtes System entschieden, so muß gefragt werden, in welcher Weise die Differentialgleichungen zu integrieren sind. Unter sehr vielen Möglichkeiten bieten sich einige relativ bequeme Verfahren an.

Bei einer Differentialgleichung II. Ordnung empfiehlt sich, die Glieder 0. Ordnung nach dem als Beispiel vorgeführten Orthonormalsystem zu entwickeln und dann mit Ansätzen etwa von der Form

$$y = e^{-\lambda t} (b_1 \cos \omega t + b_2 \sin \omega t)$$

einzugehen und die Koeffizienten zu vergleichen.

Differentialgleichungen I. Ordnung können meistens auf die Form gebracht werden

$$\frac{dy}{dt} = f(y)$$

wenn $f(y)$ in $y_1 \leq y \leq y_2$ durch das erwähnte Orthonormalsystem z. B. bis zum 2. Grade approximiert ist

$$f(y) = a_0\varphi_0 + a_1\varphi_1 + a_2\varphi_2$$

Dies ist auch auf die Form zu bringen

$$f(y) = \frac{1}{\tau} [y^2 - (b_1 + b_2)y + b_1b_2]$$

und kann dann integriert werden

$$\begin{aligned} \int \frac{dy}{(y-b_1)(y-b_2)} &= \frac{t}{\tau} + \text{const} \\ \frac{1}{b_2-b_1} \ln \left(\frac{y-b_1}{y-b_2} \right) &= -\frac{t}{\tau} + \text{const} \end{aligned}$$

Die Approximation von $f(y)$ ist im allgemeinen immer noch recht mühsam, sie läßt sich, da man doch nur gewöhnlich die ersten zwei oder drei Entwicklungsfunktionen benötigt, mit weniger Mühe auch auf eine andere (ähnliche) Weise durchführen. Dies sei an einem praktischen Beispiel gezeigt.

1. Beispiel

Ein- und Ausschaltvorgang in einem Kreis mit einem VDR- (spannungsabhängigen) Widerstand (Valvo). Das Schaltbild zeigt Abb. 2.

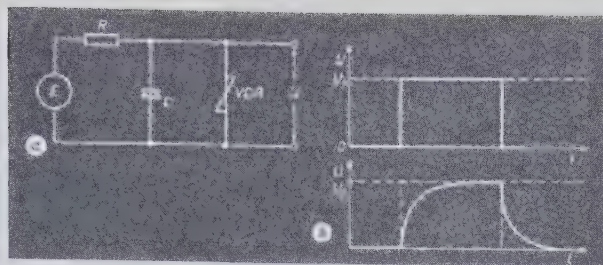


Abb. 2. (a) Schaltung eines Kreises mit spannungsabhängigem Widerstand, (b) zeitlicher Verlauf eines Eingangsimpulses in der Schaltung nach (a)

Der VDR-Widerstand hat eine Kennlinie, die etwa zu beschreiben ist durch

$$U = \alpha' I^\beta \text{ für } I > 0$$

$$(\text{allgemeiner: } U = \text{sign}(I) \alpha' |I|^\beta)$$

bzw.

$$I = \alpha U^\beta \text{ für } U > 0$$

worin α eine zwar dimensionsbehaftete Konstante ist, die jedoch nur von den Abmessungen des Widerstandes abhängt, und β einen Regelkoeffizienten bedeutet.

β hat etwa Werte von 0,17 bis 0,25. Im folgenden sei mit $\beta = 0,2$ gerechnet, so daß

$$I = \alpha U^5$$

Die dem Schaltbild Abb. 2 zugehörige Differentialgleichung lautet dann

$$E = RC \frac{dU}{dt} + U + R \alpha U^5$$

$$E = \begin{cases} E_1 & \text{für den Einschaltvorgang} \\ 0 & \text{für den Ausschaltvorgang} \end{cases}$$

oder

$$\tau \frac{dU}{dt} = E - U - k U^5 \quad (4)$$

mit

$$\begin{aligned} \tau &= RC \\ k &= R \alpha \end{aligned}$$

Beim Einschalten ist für $t \rightarrow \infty$

$$E_1 = U_1 + k U_1^5 \quad (5)$$

Beim Ausschalten ist für $t \rightarrow \infty$

$$U = 0$$

Der Integrationsbereich ist also

$$0 \leq U \leq U_1$$

wobei U_1 zweckmäßig graphisch mit Hilfe von (5) zu ermitteln ist. Man schreibt nun

$$E - U - k U^5 \approx f(U)$$

und sucht ein Funktionensystem für die Näherung. Es sei hier gewählt

$$f_I(U) = a_0 + a_1 U \quad \text{als 1. Näherung}$$

und

$$f_{II}(U) = b_0 + b_1 U + b_2 U^2 \quad \text{als 2. Näherung,}$$

letztere für die Fehlerabschätzung. Während bei Benutzung eines Orthonormalsystems alle Koeffizienten ausschließlich durch das Flächenminimum bestimmt werden, seien hier die ersten beiden durch die Bedingung bestimmt, daß der Fehler an den Grenzen des Integrationsbereiches verschwindet, also

$$\begin{aligned} f(U=0) &= E_1 \quad \text{und} \\ f(U=U_1) &= 0 \end{aligned}$$

Erst alle überzähligen Koeffizienten sollen durch das Flächenminimum bestimmt werden. Dadurch erhält man sehr viel einfachere Formen, die zwar hinsichtlich des Flächenminimums ungenauer sind, aber dem Problem besser entsprechen. Die Genauigkeit läßt sich jedoch nach wie vor überprüfen.

Zuerst sei der Einschaltvorgang berechnet.

In der ersten Näherung gibt es nur zwei Koeffizienten. Also ist sofort zu schreiben

$$f_I(U) = \frac{E}{U_1} (U_1 - U) = (1 + k U_1^4) (U_1 - U) \quad (6)$$

In der zweiten Näherung ist

$$f_{II}(U) = b_2 (U - U_1) \left(U - \frac{E}{b_2 U_1} \right) = b_2 (U - U_1) \left[U - \frac{1}{b_2} (1 + k U_1^4) \right]$$

bzw.

$$f_{II}(U) = b_2 (U - U_1) (U - U_2) \quad \text{mit} \quad U_2 = \frac{1}{b_2} (1 + k U_1^4) \quad (7)$$

mit noch einem freien Parameter b_2 . Beide Näherungsfunktionen lassen sich noch bequem integrieren. In der ersten Näherung (Ersatz durch eine Gerade) kann sofort integriert werden, da kein Parameter mehr frei ist. Man erhält die Lösung der 1. Näherung

$$U_I = U_1 (1 - e^{-\kappa_1 t})$$

mit $\kappa_1 = (1 + k U_1^4) \frac{1}{RC}$ (8)

Im zweiten Fall wird der freie Parameter b_2 verwendet — analog zur Bildung eines Orthonormalsystems —, um das Fehlerminimum zu ermitteln.

$$\int_0^{U_1} (E - U - k U^5 - f_{II}(U))^2 dU = \text{Min}$$

Setzt man $f_{II}(U)$ ein und differenziert nach b_2 , so erhält man

$$\int_0^{U_1} \left\{ U k U_1^4 - k U^5 - b_2 U (U - U_1) \right\} U (U - U_1) dU = 0$$

Nach Integration ergibt sich

$$b_2 = - \frac{55}{28} k U_1^3$$

Die Lösung des Integrals (4) wird dann nach Partialbruchzerlegung

$$\frac{U - U_1}{U - U_2} = \text{const} \cdot e^{-\kappa_2 t}$$

$$\kappa_2 = \left(1 + \frac{83}{28} k U_1^4 \right) \frac{1}{RC}$$

Aus der Randbedingung $U = 0$ für $t = 0$ folgt

$$U = U_1 (1 - e^{-\kappa_2 t}) \left(1 - \frac{U_1}{U_2} e^{-\kappa_1 t} \right)$$

und U_2 aus (7) eingesetzt, ergibt für die 2. Näherung U_{II}

$$U_{II} = U_1 (1 - e^{-\kappa_2 t}) \frac{1}{\left[1 + \left(\frac{55}{28} k \frac{U_1^4}{1 + k U_1^4} \right) e^{-\kappa_1 t} \right]} \quad (9)$$

Eine Fehlerabschätzung kann auf folgende Weise durchgeführt werden. Man bildet

$$\frac{U_{II} - U_I}{U_{II}} = \frac{\Delta U}{U_{II}}$$

für einen mittleren Wert, also z. B. $t = \frac{1}{\kappa_2}$

Dann ist

$$\frac{\Delta U}{U_{II}} = 1 - \frac{(1 - e^{-\kappa_1/\kappa_2})}{(1 - e^{-1})} \left(1 + \frac{55}{28} \frac{\gamma}{\gamma + 1} e^{-1} \right) \quad (10)$$

wenn

$$\gamma = k U_1^4 = R \alpha U_1^4 = \frac{R I_1}{U_1} \quad \kappa_1 = \frac{1 + \gamma}{1 + \frac{83}{28} \gamma}$$

Der Fehler ergibt sich dann für verschiedene Fälle zu

$$\frac{\Delta U}{U_{II}} = -9\% \quad \text{für } \gamma \gg 1 \quad (\gamma \rightarrow \infty)$$

$$\frac{\Delta U}{U_{II}} = +15\% \quad \text{für } \gamma \approx 1$$

$$\frac{\Delta U}{U_{II}} = -0,7\% \quad \text{für } \gamma \ll 1$$

Da die erste Approximation sicher sehr schlecht gewesen ist, wird die zweite Näherung nur einen geringen Fehler haben, sicher sehr viel kleiner als 15%.

Die Rechnung für den Ausschaltvorgang kann analog durchgeführt werden.

In vielen Fällen gelangt man auch ohne mühsame Entwicklungen allein durch geschickte Auswahl von Funktionen zum Ziel. Gerade bei nichtlinearen Aufgaben kommt sehr häufig eine Art mathematischer Spürsinn ins Spiel. Ein zweites Beispiel soll solches Vorgehen andeuten.

2. Beispiel

Umpolen eines Ringkernes (aus Ferroxdure oder anderen magnetischen Werkstoffen); die „innere Trägheit“ bleibt unberücksichtigt.

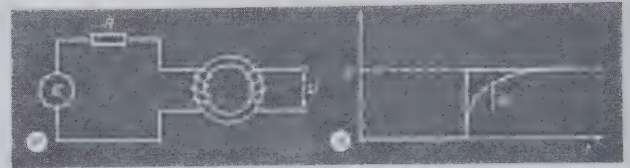


Abb. 3. (a) Versuchsschaltung mit Ringkern, (b) zeitlicher Verlauf eines Eingangsimpulses in einer Schaltung mit Ringkern nach (a)

Abb. 3 zeigt Schaltung und Eingangsimpuls. Die Sekundärwicklung ist unbelastet. Es soll der Funktionsverlauf des Spannungsimpulses U an der Sekundärwicklung und die Abhängigkeit des Maximums dieses Impulses von den elektrischen und Schaltungsgrößen ermittelt werden. Die Hysteresis-Schleife eines Ringkernes hat etwa die Gestalt, wie sie für die Magnetisierung $\mu_0 I$ in Abb. 4 dargestellt ist.

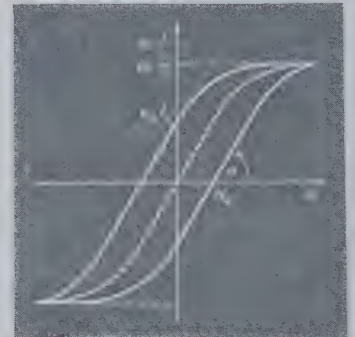


Abb. 4.
Hysteresis-Schleife
eines Ringkernes

Es sei im Giorgi-System geschrieben

$$\frac{B}{\mu_0} = H + I(H) \quad (11)$$

mit H = äußeres Feld, $I(H)$ = Magnetisierung.

Unter den geläufigen Funktionen, die etwa der gestrichelten Kurve entsprechen, könnte man an folgende denken

$$\mu_0 I = a_0 \arctan(a_1 H)$$

$$\mu_0 I = a_0 \frac{H}{1 + a_1 H}$$

$$\mu_0 I = a_0 \tanh(a_1 H)$$

$$\mu_0 I = a_0 \Phi(a_1 H)$$

$$\left(\text{mit } \Phi(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-\xi^2} d\xi, \text{ Gaußsches Fehlerintegral} \right)$$

Vergleicht man diese Funktionen mit den realen Hysteresis-Schleifen, so findet man, daß die letzte den vorkommenden mit am besten

Eltlinger, G. M.: Transistor Modulator for Flight Trainers. *Electronics* Bd. 28 (1955) Nr. 9, S. 126—127, 2 Abb.

DK 542.3:621.385

Kennedy, V. C.: Measurement and Control by Electronic Weighing. *Instrum. Automat., USA* Bd. 28 (1955) Nr. 2, S. 272—276, 13 Abb.

DK 536.8:621.37'8:621.43:681.171.085

Vingcomb, R. K.: Versatile Electronic Engine Indicator. *J. Brit. Instrum. Radio Engrs.* Bd. 15 (1955) Nr. 5, S. 235—246, 12 Abb.

DK 551.5:537.122

Chalvot, M. J. A.: Some Applications of Electronics to Industrial Dimensional Metrology. *Engng. Dimensional Metrology* Bd. 1, S. 193—204

DK 621.385:677

Gibson, R.: Some Applications of Electronics in Wool Textile Industry. *Commun. & Electronics (Lond.)* Bd. 2 (1955) Nr. 4, S. 70 bis 74

DK 621.357

Walker, P. M., Bentley, N. E., u. Hall, L. E.: Electroforming in Electronic Engineering. *Trans. Inst. of Metal Finishing* Bd. 32 (1955) Nr. 11, 15 S.

DK 621.385:621.396

● *Seely, S.*: Radio Electronics. *London* 1955, McGraw-Hill, 460 S.

DK 656.71:621.385

Kalb, R. M.: Electronic Processing of Air-Traffic-Control Information. *Trans. amer. Inst. electr. Engrs.* Bd. 74, Pt. 1 (1955) Nr. 18, S. 152—153; *Electr. Eng.* Bd. 74 (1955) Nr. 5, S. 374—377, 3 Abb.

DK 621.52:621.87

Ernst, H.: Elektronische Kransteuerungen im praktischen Betrieb. *Fördern u. Heben* Bd. 5 (1955) Nr. 5, S. 281—287, 15 Abb.

DK 621-533.7

Thompson, J. M., u. Maszy, S.: Electronic Aids Speed Quality Control. *Aviation Week* Bd. 63 (1955) Nr. 8, S. 56, 59, 61—62, 5 Abb.

DK 681.26:621.385

Emanuel, J.: Wägen auf elektronischem Wege. *Elekt. u. M.* Bd. 72 (1955) Nr. 24, S. 577 bis 584, 12 Abb.

Nukleonik

DK 76.02

Dugan, J. M.: Reactors, Radioisotopes, and Rotogravure Research. *Gravure Juli* 1955, S. 11—13

DK 539.16

Bagnall, K. W., u. Spragg, W. T.: The Handling of Radioactive Materials. II. *Atomics (Brit.)* Bd. 6 (1955) Nr. 5, S. 125 bis 129, 133, 9 Abb.

DK 539.1

Ohlgren, H. A., Lewis, J. G., u. Weech, M.: Reprocessing Reactor Fuels. *Nuclearonics* Bd. 13 (1955) Nr. 3, S. 18—21

DK 539.185:532.57

Barnartt, S., u. Sun, K. H.: Using Neutrons for Remote Liquid-Level Gaging. *Nuclearonics* Bd. 13 (Mai 1955) S. 47—49, 6 Abb.

DK 54.02:539.211

Simpson, N. H., u. Hackerman, N.: Following Surface Diffusion of Radioisotopes. *Nuclearonics* Bd. 13 (1955) Nr. 5, S. 67—68

DK 539.16

● *Green, A. S.*: Nuclear Physics. *New York* 1955, McGraw-Hill, 535 S.

DK 621.039.424:539.155.2.06

Jarrett, A. A., u. Berger, S.: Producing Radioisotopes in Very Low Power Reactors. *Nuclearonics* Bd. 13 (1955) Nr. 1, S. 64

DK 664.8:539.166.94

Radiation Sterilization. Where Does Food and Drug Processing Stand? *Nuclearonics* Bd. 13 (1955) Nr. 1, S. 36—39, 3 Abb.

Steuerungs- und Regelungstechnik

DK 621.316.7:621.385

L'électronique en régulation. La régulation inductive (Système Schoppe et Faeser). *Mesures* Bd. 20 (1955) Nr. 213, S. 131—137; Nr. 214, S. 211—218, 36 Abb.

DK 621-752.3

Knight, R. B. D., Poole, K. K., u. Sanders, J. H.: A Voltage Stabilizer for a Radio-Frequency Extra High Tension Set. *J. sci. Instrum.* Bd. 32 (1955) Nr. 4, S. 134—136, 4 Abb.

DK 621-53

Lindenhovius, H. J.: Grundlagen elektronischer Messung und Regelung in der Industrie. *Microtechn* Bd. 9 (1955) Nr. 3, S. 159 bis 165, 12 Abb.

Zeitschriftenauslese des In- und Auslandes

Mathematik

DK 517.3:538.111

Vallée, R.: Sur une méthode d'intégration des équations de Maxwell. *L'onde électr.* Bd. 36 (1956) Nr. 347, S. 122—133, 5 Abb.

DK 519.272

Lange, F. H.: Über die Anwendung der Korrelationsanalyse in der Nachrichtentechnik. Teil II: Die mathematischen Eigenschaften und die physikalische Bedeutung der Korrelationsfunktion. *Nachr.-Techn.* Bd. 6 (1956) Nr. 1, S. 8—13, 6 Abb.

Physik

DK 538.112

Tibble, R. S.: The Barkhausen Effect. *Proc. phys. Soc. B.* Bd. 68 (1955) Nr. 432 B, S. 1017—1032, 10 Abb.

DK 621.319.1

● *Jaynes, E. T.*: Ferroelectricity. *Princeton* 1955, Princeton Univ. Press, 144 S.

DK 537.533.3

Harper, P. G.: Single Band Motion of Conduction Electrons in a Uniform Magnetic Field. *Proc. phys. Soc. B.* Bd. 68 (1955) Part 10, Nr. 430 A, S. 874—878, 1 Abb.

Werkstoffe, Metallurgie

DK 621.315.616.96

Cailion, P.: Relaxations électriques et mécaniques dans les hauts polymères. *Onde électr.* Bd. 35 (1955) Nr. 338, S. 463—464, 1 Abb.

DK 621.315.616:678.84

Hayward, B. F. W.: Silicone Insulants, Their Properties and Applications. *Electronic Engng.* Bd. 28 (1956) Nr. 337, S. 115 bis 119, 9 Abb.

DK 621.3.011.22.029.65:620.1

Bachel, J., Lenz, K.-L., u. Zinke, O.: Der Widerstand von Blechen, Bändern, Drähten, Rohren und Spulen aus verschiedenen Werkstoffen im Frequenzgebiet zwischen 10 Hz und 100 GHz. *Frequenz* Bd. 9 (1955) Nr. 12, S. 401—406, 6 Abb.

Halbleiter und Anwendungen

DK 621.314.7

Millet, J.: Les semi-conducteurs agglomérés et leurs applications: résistances non linéaires et thermistances. *Electronique* (1956) Nr. 111, S. 36—44, 17 Abb.

DK 621.314.7.018

Carroll, J. M.: Diffusion Transistors Raise Frequency Limits. *Electronics* Bd. 29 (1956) Nr. 2, S. 137—139, 3 Abb., 2 Tab.

DK 621.314.7

Ebers, J. J.: Alloyed-Junction Transistor Development. *Bell Lab. Rec.* Bd. 34 (1956) Nr. 1, S. 8—12, 5 Abb.

DK 546.289.028+546.289.4

Logan, R. A., u. Schwartz, M.: Restoration of Resistivity and Lifetime in Heat Treated Germanium. *J. appl. Phys.* Bd. 26 (1955) Nr. 11, S. 1287—1289

DK 621.314.7

Miller, S. L., u. Ebberts, J. J.: Alloyed Junction Avalanche Transistors. *Bell Syst. techn. J.* Bd. 34 (1955) Nr. 5, S. 883—902, 11 Abb.

DK 621.314.7

Wiesner, R., u. Groschowitz, E.: Zur Temperaturabhängigkeit des Photostromes in pn-Übergängen. *Z. angew. Phys.* Bd. 7 (1955) Nr. 10, S. 496—499, 1 Abb.

DK 621.314.7

● *Lo, A. W., Endres, R. O., Zavels, J., Waldhauer, F. D., u. Chung-Chih Cheng.* Transistor Electronics. *N. Y.* 1955, Prentice-Hall, 521 S.

DK 621.314.7

● *Wright, D. A.*: Semi-Conductors. 2nd ed. *London* 1955, Methuen

DK 537.311.33

Gossick, B. R.: On the Transient Behavior of Semiconductor Rectifiers. *J. appl. Phys.* Bd. 26 (1955) Nr. 11, S. 1356—1365, 11 Abb.

DK 621.314.7

Laav, J. T., u. Meigs, P. S.: Effect of Water Vapor on Grown Germanium and Silicon np Junction Unis. *J. appl. Phys. Bd. 26* (1955) Nr. 10, S. 1265—1273, 12 Abb.

DK 621.314.7:537.311.33

Shockley, W.: The Forty-Sixth Kelvin Lecture "Transistor Physics". *Proc. IEE Bd. 103* (1956) Nr. 7, S. 23—40, 29 Abb., 5 Tab.

Magnete und magnetische Werkstoffe

DK 621.318.1

Bozorth, R. M.: The Physics of Magnetic Materials. *Electr. Engng. Bd. 75* (1956) Nr. 2, S. 134—140, 12 Abb.

DK 538.221:621.318.32

Uiterl, L. G. van: Low Magnetic Saturation Ferrites for Microwave Applications. *J. appl. Phys. Bd. 26* (1955) Nr. 11, S. 1289—1290, 1 Abb.

DK 621.318.4

• *Bardell, P. R.*: Magnetic Materials in the Electrical Industry. *New York 1955, Philos. Libr.*, 288 S.

Meßtechnik, Meßgeräte

DK 534.63:621.314.7

Kinkel, J. F., u. Wilson, M. C.: Vibration Meter Uses Transistors. *Electronics Bd. 29* (1956) Nr. 4, S. 127—129, 3 Abb., 1 Tab.

DK 621.317.755

Heynick, L. N., u. Wohl, R. J., u. Andrews, D. H.: Permanent-Writing Cathode-Ray Recorder. *Electronics Bd. 29* (1956) Nr. 4, S. 148—149, 2 Abb.

DK 621.314.7:029.6.08

Coffey, W. N.: Measuring R-F Parameters of Junction Transistors. *Electronics Bd. 29* (1956) Nr. 2, S. 132—135, 8 Abb.

DK 621.317.715.5:621.317.083.3

Eckhardt, G.: Eigenschaften ballistischer Galvanometer. *ATM Lfng. 241* (1956) J 727-8, S. 45—48, 5 Abb.

DK 621.398

Clement, A., u. Watteville, M. H.: Télémessures quantités 60 voies à fréquence vocale. *Bull. Soc. franc. Electr. Bd. 5* (1955) Nr. 57, S. 661—669, 14 Abb.

DK 534.8.08

Dzierzyski, O. E.: Measurement of "Wow" and "Flutter". *Wireless Wld. Bd. 61* (1955) Nr. 11, S. 547—552, 7 Abb.

DK 536.531

Schneider, R.: Messung kleiner Temperaturdifferenzen mit der Hitzdrahtbrücke. *ATM Lfng. 237* (1955) V 212-3, S. 217—220, 5 Abb.

DK 621.317.761

Un fréquencescentre électronique pour tachymétrie, études de vibrations, etc. *Electronique ind. (1956) Nr. 6, S. 217—218, 2 Abb.*

DK 621.316.761.2.083.1 + 621.317.34

Onken, H.: Neue Baufornen für Kompensator-Meßbrücke. *Siemens-Z. Bd. 29* (1955) Nr. 12, S. 554—557, 4 Abb.

DK 621.317.794

Pohle, R.: Messung kleiner Leistungen bei hohen Frequenzen mit der Bolometerbrücke. *Nachr.-Tech. Bd. 5* (1955) Nr. 9, S. 407 bis 409, 5 Abb.

DK 621.314.65:621.317.3

Schmelberg, W.: Messungen an Quecksilberdampf-Stromrichtergeräten I. *ATM Lfng. 235* (1955) V 8252-1, S. 179—183, 3 Abb.

DK 621.317.791

Müller-Libbeck, K.: Ein quasistatisches Vielfach-Meßgerät für Gleich- und Wechselspannungsmessung. *ATM Lfng. 232* (1955) J 8335-8, S. 113—116, 8 Abb.

DK 621.371

Großkopf, J., Kappelhoff, K.-H., u. Kople, G.: Neue Geräte zur Ermittlung der statistischen Verteilung unregelmäßiger elektrischer Vorgänge. *NTZ Bd. 9* (1956) Nr. 1, S. 34—39, 14 Abb.

DK 621.317.761

Fleischer, H., u. Widtra, H.: Der Frequenzbandschreiber. *NTZ Bd. 9* (1956) Nr. 1, S. 21—28, 17 Abb.

DK 621.317.733.025

Borchert, M.: Richtkopier und Meßbrücke zur Bestimmung von hin- und rücklaufender Welle auf HF-Leitungen. *Telefunken Z. Bd. 28* (1955) Nr. 110, S. 246—252, 15 Abb.

DK 621.317.43.042.143

Petz, H.: Einrichtung zum Messen der magnetischen Eigenschaften von Elektrobleichen. *ETZ-A Bd. 77* (1956) Nr. 1, S. 17 bis 21, 6 Abb.

DK 621.314.6:621.317

Henken, O.: Über das Gleichrichten von Wechselspannungen für Meßzwecke. *Nachr.-Tech. Bd. 6* (1956) Nr. 1, S. 3—7, 12 Abb.

DK 621.397:389.6

Hirsch, C. J.: Television in the World Today. *Electr. Engng. Bd. 75* (1956) Nr. 4, S. 321 bis 325, 3 Abb., 4 Tab.

DK 621.317.34:621.397

Pitz, F.: Die Schaltungstechnik zur Einzelnung elektrischer Testbilder im Fernsehen. *A. E. U. Bd. 9* (1955) Nr. 12, S. 547—554, 8 Abb.

DK 621.397.53:771.447

Williams, R. G.: Color in Television Studio Lighting. *SM PTE J. Bd. 64* (1955) Nr. 12, S. 653—656, 5 Abb.

DK 621.397.3

Schneider, A. C., u. Gibson, W. G.: Television Vertical Aperture Compensation. *SM PTE J. Bd. 64* (1955) Nr. 12, S. 660—670, 17 Abb.

DK 621.3.072.2.024.027.7:

621.372.54:621.397.7
Wouk, V.: High-Voltage Supply Uses Electronic Filter. *Electronics Bd. 28* (1955) Nr. 8, S. 154—155, 3 Abb.

DK 621.397.9

Bartlett, C. A.: Closed-Circuit Television in the Bell System. *Electr. Engng. Bd. 75* (1956) Nr. 1, S. 34—37, 4 Abb.

Magnetische Aufzeichnung

DK 534.861:621.317.7

Schwartz, R., Wilpon, S. J., u. Comerio, F. A.: Absolute Measurement of Signal Strength on Magnetic Recording. *J. SM PTE Bd. 64* (1955) Nr. 1, S. 1—5

DK 621.385:621.317.7

Stofford, J. W.: Electronic Comparator for the Automatic Inspection of Magnetic Sound Prints. *J. SM PTE Bd. 64* (1955) Nr. 3, S. 137—139, 5 Abb.

Elektronisches Zählen und Rechnen

DK 681.14:028.511.2:621.383

Glaberman, M. H.: Character Recognition for Business Machines. *Electronics Bd. 29* (1956) Nr. 2, S. 132—136, 7 Abb.

DK 681.142.83

Heggs, P.: Principles and Application of Electronic Analogue Computers (Part 1). *Electronic Engng. Bd. 28* (1956) Nr. 337, S. 120—122, 4 Abb.

DK 681.142.83

Alexander, M. A., Rosenberg, M., u. Stuart-Williams, R.: Ferrite-Core Memory is Fast and Reliable. *Electronics Bd. 29* (1956) Nr. 2, S. 158—161, 7 Abb.

DK 621.526

Barker, R. H.: A Servo System for Digital Data Transmission. *Proc. IEE Bd. 103* (1956) Nr. 7, S. 62—64, 24 Abb., 4 Tab.

DK 681.177

Droeven, F.: Elektronentechnik und Lochkartenverfahren. *Techn. Mitt. PTT Bd. 33* (1955) Nr. 12, S. 500—504, 1 Abb.

DK 621.396.67:538.245

Fauré, P.: Utilisation des ferrites pour la réalisation des cadres. *TSE et TV Bd. 32* (1956) Nr. 327, S. 6—9, 3 Abb.

DK 621.398:681.142

Barker, R. H.: A Transducer for Digital Data-Transmission Systems. *Proc. IEE Bd. 103* (1956) Nr. 7, S. 42—51, 11 Abb.

DK 681.142.63

• *Wilkes, M. V.*: Automatic Digital Computers. *London 1955, Methuen*

Elektronik

DK 654.924.32

Browning, G. H.: Balanced-Capacitance Fence Alarm System. *Electronics Bd. 29* (1956) Nr. 4, S. 150—152, 4 Abb.

DK 620.178.1.05:621.317.42

Isaacs, J. P., u. Grey, G.: Testing Hardness with Flux Gate Magnetometer. *Electronics Bd. 29* (1956) Nr. 4, S. 142—143, 3 Abb.

DK 621.398:654.941:665.31

Bradley, R. W.: Tack Detector for Shoe Production. *Electronics Bd. 29* (1956) Nr. 2, S. 144—146, 2 Abb.

DK 621.385.386:62.53.08:621.317.39.082.

77.621.523.8:621.316.71:621.373.4
Hochmann, H.: Anwendungsgebiete der Elektronik in der Industrie. *E. u. M. Bd. 73* (1956) Nr. 3, S. 45—51, 6 Abb.

DK 623.451-519

Zorber, G. L., u. MacMillan, D.: Fuel Cut-Off Control for Guided Missiles. *Electronics Bd. 29* (1956) Nr. 1, S. 126—127, 1 Abb.

DK 681.617:621.385

Älsberg, E.: Photographie électronique. *Electronique ind. (1956) Nr. 6, S. 188—190, 5 Abb.*

DK 621.385.833

Mayer, L.: On Electron Mirror Microscopy. *J. appl. Phys.* Bd. 26 (1955) Nr. 10, S. 1228 bis 1230, 5 Abb.

DK 535.317.6

Grümm, H.: Anwendung der Schneidenmethode zur Bestimmung der Aberrationen von abgelenkten Elektronenbündeln. *Optik* Bd. 12 (1955) Nr. 12, S. 544—553, 7 Abb.

DK 681.828.32

Straschkewitsch, A. M., u. Reisin, A. Ls.: Über die elektronenoptische Wirkung von Röhrentersystemen. *Radioelektronik* Bd. 10 (1955) Nr. 2, S. 66—71, 2 Abb. (Russ.)

DK 621.385:537.533.7

Langner, G.: Die Erprobung einiger regelbarer permanentmagnetischer Elektronenlinsen. *Optik* Bd. 12 (1955) Nr. 12, S. 554 bis 562, 7 Abb.

DK 537.533.7

Liebmann, G.: A Unified Representation of Magnetic Electron Lens Properties. *Proc. phys. Soc. Bd. 68 (1955) Part 10*, Nr. 430 B, S. 737—745, 6 Abb.

DK 537.212

Picht, J.: Über eine Methode zur systematischen Errechnung einer elektronenoptisch abbildenden Feldverteilung mit bestimmten geforderten Abbildungseigenschaften. *Optik* Bd. 12 (1955) Nr. 10, S. 433—440, 1 Abb.

Fotozellen, Fotoelektronik

DK 621.316.578.1

Thomason, J. G.: Precision Photographic Timer. *Wireless Wld.* Bd. 62 (1956) Nr. 2, S. 71—74, 4 Abb.

DK 621.383

Böer, K. W., u. Vogel, H.: Nichtstationäre Vorgänge in Photoleitern. I. Langzeitiges Anklingen der Photoleitung in CdS-Einkristallen als Methode zur Störtermanalyse. *Ann. Phys. Lpz. Ser. 6 Bd. 17 (1955) Nr. 1*, S. 10—22, 7 Abb.

DK 661.631

Young, J. R.: Deterioration of Luminescent Phosphors under Positive Ion Bombardment. *J. appl. Phys.* Bd. 26 (1955) Nr. 11, S. 1302—1306, 9 Abb.

DK 621.385.832:621.386.832

Rotgardt, K. H. J., u. Berthold, W.: Veränderungen von Leuchtschirmeigenschaften unter Elektronenbestrahlung in Kathodenstrahlröhren. *Z. Naturforsch. Bd. 10a (1955) Nr. 9/10*, S. 736—740, 6 Abb.

Bauelemente

DK 621.37:621.385

● Dummer, G. W. A.: Radio and Electronic Components. *London 1955*, Pitman

DK 621.319.45

Miquelis, H. E.: Les condensateurs électrolytiques. *Onde électr.* Bd. 35 (1955) Nr. 336, S. 308—317, 16 Abb.

DK 621.316.923

Lebens, J. C.: Fuses for Electronic Equipment. *Tele-Tech.* Bd. 14 (1955) Nr. 4, S. 79, 118, 134, 136, 138, 2 Abb.

DK 621.385:62

Thomson, J.: Design of Electronic Devices for Production. *Nature, Lond.* Bd. 176 (1955) Nr. 4492, S. 1059—1060

DK 621.373.42:621.311.6:621.317.7.089.6

Wilkins, F. J., u. Harkness, S.: An Electronic Supply for Use in the Calibration of Instruments. *Proc. IEE* Bd. 103 (1956) Nr. 7, S. 83—92, 9 Abb., 2 Tab.

Funkortung

DK 621.398:623.55.027

McKenzie, A. A., u. Manoochian, H. A.: Telemetering Electronic Data Transmission. *Electronics* Bd. 29 (1956) Nr. 4, S. 153 bis 158, 5 Abb., 2 Tab.

DK 621.396.96:621.317.555

Shenfeld, S., u. Finkle, M.: Storage-Tube Device Simulates Radar Net. *Electronics* Bd. 29 (1956) Nr. 4, S. 181—183, 4 Abb.

DK 621.396.96:621.385.16

Confalone, J. L., u. Rambo, W. R.: Radar AFC System Uses Mechanical Tuning. *Electronics* Bd. 29 (1956) Nr. 4, S. 138 bis 141, 6 Abb.

DK 621.396.969.91

Ruppert, F. W., u. Smith, J. M.: Airborne Weather Radar Uses Isoecho Circuit. *Electronics* Bd. 29 (1956) Nr. 2, S. 147—149, 2 Abb.

DK 621.396.93

Bain, W. C.: The Theoretical Design of Direction-finding Systems for High Frequencies. *Proc. IEE* Bd. 103 (1956) Nr. 7, S. 113 bis 119, 2 Abb.

Fernsehen, Bildübertragung

DK 621.397.61

Mullenger, K. E., u. McMann, R. H.: Correction Circuits for Color TV Transmitters. *Electronics* Bd. 29 (1956) Nr. 4, S. 130—133, 6 Abb.

DK 621.317.442

Ochsenfeld, R.: Epstein-Apparat. Messung der Ummagnetisierungsverluste von Elektroblechen. *ATM Lfzg.* 240 (1956) Z 76-1, S. 19—22, 6 Abb.

DK 621.317.725

Suldry, P.: Un microvoltmètre à courant continu. *Toute la Radio* (1956) Nr. 203, S. 54—55, 2 Abb.

DK 620.172.222

Rohrbach, C.: Das Dehnungsmessstreifen-Verfahren VII. Genauigkeit; Vergleich mit anderen Dehnungsmessverfahren. *ATM Lfzg.* 240 (1956) J 135-10, S. 13—14, 2 Tab.

DK 621.316.54.066.6:621.317.3

Samal, E.: Elektrische und mechanische Messungen an Kontakten und Kontaktgeräten. *ATM Lfzg.* 239 (1955) J 04-6, S. 281—284, 11 Abb.

DK 621.317.326

Collop, I. W.: Analyseur multi-canaux d'amplitudes d'impulsions. *Mesures & Contrôle ind.* Bd. 20 (1955) Nr. 222, S. 773 bis 777, 5 Abb.

DK 621.317.755

Wood, K. E., u. Keenan, T. C.: A Multi-Trace Cathode-Ray Tube Display. *Electronic Engng.* Bd. 28 (1956) Nr. 337, S. 105—107, 5 Abb.

Rauschen

DK 621.396.822

Bennett, W. R.: Equipment for Generating Noise. *Electronics* Bd. 29 (1956) Nr. 4, S. 134—137, 4 Abb.

DK 621.372.4

Gerlach, A. A.: Silencer Kills Audio Output on Noise Peaks. *Electronics* Bd. 29 (1956) Nr. 2, S. 156—157, 2 Abb.

DK 621.397.62:621.372.512.26

Sokolov, J.: Designing Low-noise TV Tuner Inputs. *Tele-Tech.* Bd. 14 (1955) Nr. 3, S. 90—91, 153—155, 8 Abb.

DK 621.314.7

Hanson, G. H.: Shot Noise in p-n-p Transistors. *J. appl. Phys.* Bd. 26 (1955) Nr. 11, S. 1388—1389, 2 Abb.

DK 621.383.2

Ziegler, C. A., u. Seliger, H. A.: Hysteresis Effect in Multiplier Phototube Noise. *J. appl. Phys.* Bd. 26 (1955) Nr. 10, S. 1225—1227, 5 Abb.

Laufzeitröhren, Beschleuniger

DK 621.373.423

White, R. E.: Using Traveling-Wave Tubes. *Electronics* Bd. 29 (1956) Nr. 4, S. 144 bis 145, 1 Abb.

DK 621.396.615.142

Barloš, H.: Die Modulationseigenschaften eines Reflexklystrons. *Slaboproudý Olz.* Bd. 17 (1956) Nr. 2, S. 68—73, 10 Abb. (Tschech.)

DK 621.385:538.56

Warnecke, R., Nalot, J., Epstein, B., u. Doehler, O.: Le carmatron, nouvel oscillateur à large bande d'accord électronique. *C. R. Acad. Sci. Paris* Bd. 241, Nr. 11, S. 695 bis 698, 2 Abb.

DK 621.316.933.6

Slepian, J.: Failure of the Ionic Centrifuge Prior to the Ionic Expander. *J. appl. Phys.* Bd. 26 (1955) Nr. 10, S. 1282, 1 Abb.

DK 537.53

Farago, P. S., u. Marx, G.: Quantum Effects in the Interaction between Free Electrons and Electromagnetic Fields. *Phys. Rev.* Bd. 99 (1955) Nr. 4, S. 1063—1064

DK 539.164.83

Thomas, J.: Zur Theorie der Elektronenbahnen in einer Elektronenschleuder (Beta-tron). *Math. Nachr.* Bd. 13 (1955) S. 73 bis 128

DK 621.392.1

Vanhuysse, V. J.: On the Resonance Frequencies and the Field Configuration in Terminated Corrugated Waveguides. *Physica* Bd. 21 (1955) Nr. 10, S. 829—838, 1 Abb.

DK 621.384.613:620.179.152

Schittenhelm, R.: Ein 15-MeV-Betaatron für die zerstörungsfreie Werkstoffprüfung. *ATM Lieferg.* 237 (1955) V 9114-14, S. 225—228, 11 Abb.

DK 621.384.613:620.179.152

Möller, H., Grimm, W., u. Weeber, H.: Versuche über die Leistung eines 15-MeV-Betaatrons bei der Durchstrahlung von Stahl. *Arch. Eisenhüttenwes.* Bd. 26 (1955) Nr. 10, S. 603—609, 14 Abb.

DK 621.384.613:621.3.027.3

Spicer, B. M., u. Penfold, A. S.: Energy Stability of the 22-MeV-Betaatron at the University of Illinois. *Rev. sci. Instrum.* Bd. 26 (1955) Nr. 10, S. 952—953, 2 Abb.

DK 621.318.57:621.385.16

Fan, S. P.: The Magnetron Beam Switching Tube—Its Operation and Circuit Design Criteria. *J. brit. Inst. Radio Engrs.* Bd. 15 (1955) S. 335—354, 20 Abb.

DK 621.374.44.029.4:621.396.61
Michels, H.: Pulsed Tones Control A-M and F-M Stations. *Electronics* Bd. 28 (1955) Nr. 9, S. 132—136, 5 Abb.

DK 621.396.61:621.385:621.316.933.6
Parker, W. N., u. Hoover, M. V.: Gas Tubes Protect High-Power Transmitters. *Electronics* Bd. 29 (1956) Nr. 1, S. 144—147, 4 Abb.

DK 621.316.726.029.6

Cagaza, J.: Correcteur automatique de fréquence pour émetteur de télécommunications sur ondes centimétriques. *Onde électr.* Bd. 35 (1955) Nr. 335, S. 151—158, 13 Abb.

Mikrowellentechnik

DK 621.373.421.14

Boudonis, G.: Cavités sphériques découpées. *Onde électr.* Bd. 36 (1956) Nr. 347, S. 104 bis 121, 20 Abb.

DK 621.3.066.029.6:621.318.1

Sullivan, R. F., u. Le Cray, R. C.: New Type Ferrite Microwave Switch. *J. appl. Phys.* Bd. 26 (1955) Nr. 10, S. 1282—1283, 3 Abb.

DK 621.371.029.6

McLaughlin, R. G.: Considerations of Microwave Installations. *Electr. Engng.* Bd. 75 (1956) Nr. 2, S. 126—130, 10 Abb.

DK 621.317.382.029.6:538.632

Barlow, H. E. M., u. Stephenson, L. M.: The Hall Effect and its Application to Power Measurement at Microwave Frequencies. *Proc. IEE* Bd. 103 (1956) Nr. 7, S. 110 bis 112, 6 Abb.

DK 621.317.343:621.372.8

Bourreau, J., u. Sandjiv, H.: La mesure de l'impédance de couplage et son application à l'étude des écrans pour câbles. *Cables de Transmission* Bd. 10 (1956) Nr. 1, S. 11 bis 30, 30 Abb.

DK 621.396.62

● *Krieger, M. S.*: Introduction to Uhf Circuits and Components. *London 1955, McMillan*

DK 621.396.9

Fedida, S.: Wide Band Microwave Radio Links. *Marconi Rev.* Bd. 18 (1955) Nr. 118, S. 69—94, 34 Abb.

Wellenausbreitung

DK 621.371

Wilkins, A. F., u. Minnis, C. M.: Arrival Angle of H. F. Waves. *Wireless Eng.* Bd. 33 (1956) Nr. 2, S. 47—53, 7 Abb.

DK 621.396.821

Mattern, G.: Einwirkungen der Ionosphäre auf die Ausbreitung tonfrequent atmosphärischer Störungen. *Fernmelde-Praxis* Bd. 33 (1956) Nr. 3, S. 97—100, 6 Abb.

DK 621.396.82.029.6

Phadke, K. R.: Atmospheric Noise Interference to Broadcasting in the 5 Mc./s. Band at Poona. *J. Inst. Telecom. Eng.* Bd. 1 (1955) Nr. 3, S. 136—146, 10 Tab.

DK 539.168

Lorenz, R. W.: Zur Entstehung der überthermischen kosmischen Radiofrequenzstrahlung. *Z. Naturforsch.* Bd. 10a (1955) Nr. 12, S. 901—913

DK 621.396.11

Rao, M. S., u. Rao, B. R.: Long-Period Fading in Medium-Wave Radio Signals. *Nature, Lond.* Bd. 176 (1955) Nr. 4479, S. 459—460, 1 Abb.

DK 621.371.631.437:621.3.018.12

Argyriou, M.: Variations de la constante de phase de l'onde de sol. *Onde électr.* Bd. 35 (1955) Nr. 340, S. 687—691, 7 Abb.

DK 621.396.11:538.566.2.3

Lepechinsky, D.: Radioélectricité ionosphérique. *Onde électr.* Bd. 35 (1955) Nr. 339, S. 582—592, 5 Abb.

DK 621.396.11

Hending, J.: The Reflexion of Vertically-Incident Long Radio Waves from the Ionosphere when the Earth's Magnetic Field is Oblique. *Proc. roy. Soc. Bd. 231 (1955) Nr. 1186, S. 414—435, 8 Abb.*

DK 621.396.11:551.510.52

Yoges, J.: Radioélectricité et troposphère. *Onde électr.* Bd. 35 (1955) Nr. 339, S. 565 bis 581, 7 Abb.

DK 538.565:535.22

Henderson, J. T., u. Mungall, A. G.: The Velocity of Propagation of Electromagnetic Waves. *Canad. J. Phys.* Bd. 33 (1955) Nr. 6, S. 265—274

Modulation und Demodulation

DK 621.376.223:621.314.7

Moody, N. F.: A Silicon Junction Diode Modulator for Use in Junction Transistor Direct-Current Amplifiers. *Electronic Engng.* Bd. 28 (1956) Nr. 337, S. 94—100, 8 Abb.

DK 621.376.55:621.397.5

Grisee, H. J.: Eine Mehrfachimpuls-Zeitmodulation. *AETÜ* Bd. 9 (1955) Nr. 12, S. 571—572, 4 Abb.

Impulsverfahren

DK 621.373.43.018.751:621.317.726
Kuehn, R. L.: Signal-Triggered Sweep Magnifies Pulse Widths. *Electronics* Bd. 29 (1956) Nr. 4, S. 146—147, 1 Abb.

DK 621.374.08

Grubel, A.: The Linear Pulse Stretching Circuit. *Electr. Engng.* Bd. 75 (1956) Nr. 2, S. 176—180, 11 Abb., 1 Tab.

DK 621.373.018.2

Rekschil, H., u. Mukherjee, S. C.: Frequency of Coincidence of Two Sets of Recurrent Pulses. *J. Inst. Telecom. Eng.* Bd. 1 (1955) Nr. 3, S. 130—135, 2 Abb., 5 Tab.

DK 621.373.1:681.142.83

Woods-Hill, W.: An Electrostatic Pulse Generator. *Electronic Engng.* Bd. 28 (1956) Nr. 337, S. 122—123, 4 Abb.

Netzwerke, Filter

DK 621.372.54

Valensi, G.: Filtrés de polarisation et correcteurs de polarisation. *Ann. Telecom.* Bd. 10 (1955) Nr. 11, S. 230—236, 9 Abb.

DK 621.372.5

de Bahr, J.: Die geometrische Darstellungsweise kombinierter, linearer Vierpole. *AETÜ* Bd. 9 (1955) Nr. 12, S. 561—570, 23 Abb.

DK 621.372.5.011.1

Bauer, F. L.: Die Betriebs-Kettenmatrix von Vierpolen. *AETÜ* Bd. 9 (1955) Nr. 12, S. 559—560, 1 Abb.

DK 621.372.54.001.2

Telford, M.: "P"-Stub Calculation for VHF Transmission Line Filters. *Marconi Rev.* Bd. 28 (1955) Nr. 119, S. 121—131, 2 Abb.

DK 621.3.018:621.52

Rosenbrock, H. H.: An Approximate Method for Obtaining Transient Response from Frequency Response. *Proc. IEE* Bd. 102 (1955) Nr. 6, S. 744—752, 16 Abb.

DK 621.372.8

Saoum, C. J., u. Saoum, C. A.: Notch Network Design. *Electronics* Bd. 28 (1955) Nr. 9, S. 172, 3 Abb.

DK 621.372.5

De Bahr, J.: Die geometrische Vierpol-Darstellung des Doppeltransformatoren. *AETÜ* Bd. 10 (1956) Nr. 1, S. 45—49, 8 Abb.

Verstärker

DK 621.375.4

Zeller, H. R.: Transistor Preamplifier Feeds Tubeless Servo. *Electronics* Bd. 29 (1956) Nr. 2, S. 168—169, 5 Abb.

DK 621.375.43

Almond, J., u. Boothroyd, A. R.: Broadband Transistor Feedback Amplifiers. *Proc. IEE* Bd. 103 (1956) Nr. 7, S. 93—100, 10 Abb., 3 Tab.

DK 621.385

● *Steen, R. F.*: Transistor Audio Amplifiers. *London 1955, Chapman & Hall*

Antennen

DK 621.317.328:621.196.67

Singer, E. N., u. Caley, H. R.: Broadband Antenna for Field-Intensity Meters. *Electronics* Bd. 29 (1956) Nr. 2, S. 130—131, 4 Abb.

DK 621.396.677.71

Frood, D. G., u. Wat, J. R.: An Investigation of Slot Radiators in Rectangular Metal Plates. *Proc. IEE* Bd. 103 (1956) Nr. 7, S. 103—109, 13 Abb.

DK 621.372.2

Pfeifer, G.: Reflexion in Wendeleitungen bei Änderung der Wendeleitung. II. Mathematische Behandlung des Problems. *AETÜ* Bd. 9 (1955) Nr. 9, S. 402—410

Elektronenröhren

DK 621.385.16

Bethke, J.: New Applications for Beam Switching Tubes. *Electronics* Bd. 29 (1956) Nr. 4, S. 122—126, 13 Abb.

DK 621.327.42

Benson, F. A., u. Benda, L. J.: Glow-Discharge Tubes. *Wireless Eng.* Bd. 33 (1956) Nr. 2, S. 33—38, 8 Abb., 1 Tab.

DK 621.327.42.012

Benson, F. A., u. Mayo, G.: Impedance-Frequency Characteristics of Some Glow-Discharge Tubes. *Electronic Engng.* Bd. 28 (1956) Nr. 337, S. 124—126, 9 Abb., 1 Tab.

DK 621.3.032.216

Penetel, H.: Les empoisonnements des cathodes à oxydes. *Le Vide* Bd. 10 (1955) Nr. 55, S. 362—365

DK 621.3.032.216

Baileul-Langlais, J.: Influence et mesure du degré de vide dans un tube électronique à cathode à oxydes. *Le Vide* Bd. 10 (1955) Nr. 55, S. 380—383, 3 Abb.

Elektronenoptik

DK 621.385.833

Müllensieck, G.: 100-keV-Elektronen im elektrostatischen Elektronenmikroskop (Zwischenbeschleuniger). *Optik* Bd. 12 (1955) Nr. 10, S. 441—466, 26 Abb.

entspricht, da das Fehlerintegral $\Phi(x)$ für $x \rightarrow \infty$ dann sehr rasch gegen 1 konvergiert (Sättigung).

Die allgemeine Form für den rechten unteren Schleifenanteil ist dann

$$\mu_0 I = \mu_0 I_s \Phi[a(H - H_c)] \quad (12)$$

mit der Parallelverschiebung um H_c . Nun kann man den noch freien Parameter a entweder durch den Remanenzpunkt I_r bestimmen oder durch den Winkel α , der, wenn das Feld H hinzugenommen wird, einer maximalen Permeabilität μ_{\max} entspricht (gewöhnlich ein bekannter Wert). Da die maximale Amplitude des Spannungsimpulses aber sicher gerade in der Nähe der Stelle für

$$\frac{dB}{dH} = \text{Max}$$

entsteht, wird man zweckmäßig $\tan \alpha$ in Übereinstimmung bringen. Es ist gemäß (11) und (12)

$$B = \mu_0 \left\{ H + I_s \Phi[a(H - H_c)] \right\} \quad (13)$$

und

$$\frac{dB}{dH} = \mu_0 \left\{ 1 + I_s \frac{2}{\sqrt{\pi}} a e^{-a^2(H-H_c)^2} \right\} \quad (14)$$

$$\left. \frac{dB}{dH} \right|_{H=H_c} = \mu_0 \mu_{\max} = \tan \alpha$$

so daß für a folgt

$$a = \frac{\sqrt{\pi}}{2 I_s} (\mu_{\max} - 1) \quad (15)$$

Die Differentialgleichung für den Einschaltimpuls lautet

$$E = Ri + L \frac{di}{dt}$$

mit der Lösung

$$i = \frac{E}{R} \left(1 - e^{-\frac{R}{L}t} \right)$$

Mit der bekannten Beziehung

$$H = \frac{n_1 i}{l}$$

ergibt sich

$$H = \frac{n_1 E}{l R} \left(1 - e^{-\frac{R}{L}t} \right)$$

bzw.

$$H = H_{\max} \left(1 - e^{-\frac{R}{L}t} \right); \quad H_{\max} = \frac{n_1 E}{l R} \quad (16)$$

Die Spannung U an der Sekundärwicklung ist

$$U = n_2 F \frac{dB}{dt} = n_2 F \frac{dB}{dH} \cdot \frac{dH}{dt} \\ (F = \text{Wicklungsquerschnitt})$$

Aus (14) und (16) ergibt sich

$$U = \frac{n_1 n_2 F E}{l L} \mu_0 e^{-\frac{R}{L}t} \left\{ 1 + (\mu_{\max} - 1) \exp \left[-\frac{\pi}{4 I_s^2} (\mu_{\max} - 1)^2 \right. \right. \\ \left. \left. \left\{ H_{\max} \left(1 - e^{-\frac{R}{L}t} \right) - H_c \right\}^2 \right] \right\} \quad (17)$$

Es soll hier der Fall studiert werden, für den $(\mu_{\max} - 1) \gg 1$, so daß mit einigen Abkürzungen geschrieben werden kann

$$U = A \cdot q e^{-B(C-q)^2} \quad (18)$$

mit

$$A = n_2 F \mu_0 H_{\max} \frac{R}{L} (\mu_{\max} - 1)$$

$$q = e^{-\frac{R}{L}t}$$

$$B = \left[\frac{\sqrt{\pi}}{2 I_s} H_{\max} (\mu_{\max} - 1) \right]^2$$

$$C = 1 - \frac{H_c}{H_{\max}}$$

Der Spannungsimpuls hat etwa die Gestalt, wie sie in Abb. 5 gezeigt ist. Das Maximum ist jetzt leicht zu finden

$$\frac{dU}{dt} = \frac{dU}{dq} \cdot \frac{dq}{dt} = 0$$

Man erhält die Stelle des Maximums q'

$$q' = \frac{C}{2} + \sqrt{\frac{C^2}{4} + \frac{1}{2B}}$$

und weiter

$$t' = \frac{L}{R} \ln \left(\frac{1}{\frac{C}{2} + \sqrt{\frac{C^2}{4} + \frac{1}{2B}}} \right)$$

Schließlich mit Einsetzen der Konstanten

$$t' = \frac{L}{R} \ln \left(\frac{1}{\frac{1}{2} \left(1 - \frac{H_c}{H_{\max}} \right) + \sqrt{\frac{1}{4} \left(1 - \frac{H_c}{H_{\max}} \right)^2 + \frac{2 I_s^2}{\pi H_{\max}^2 (\mu_{\max} - 1)^2}}} \right) \quad (19)$$

U_{\max} gewinnt man durch Einsetzen von q'

$$U_{\max} = A \left\{ \frac{C}{2} + \sqrt{\frac{C^2}{4} + \frac{1}{2B}} \right\} e^{-B \left(\frac{C}{2} - \sqrt{\frac{C^2}{4} + \frac{1}{2B}} \right)^2} \quad (20)$$

Eine gröbere Näherung erhält man, wenn im Exponenten der Gaußkurve der Term

$$\left(1 - e^{-\frac{R}{L}t} \right)$$

linear approximiert wird, was keinen sehr großen Fehler ergeben wird, wenn eine gewisse Bedingung erfüllt ist. Die e-Funktion im

Exponenten wird bis zu einem Wert von etwa $\frac{R}{L}t \approx 1$ ohne weiteres

noch linear zu ersetzen sein. Wenn dann bei diesem Wert das Maximum des Ausgangsimpulses schon überschritten ist, ist diese Er-

setzung sicher zulässig. Wegen des Faktors $e^{-\frac{R}{L}t}$ vor der Funktion für die Gaußkurve in (17) wird das Maximum stets bei einer kleineren Zeit liegen als jenes, das dem Maximum von

$$\exp \left\{ -a^2 \left[H_{\max} \left(1 - \exp \left(-\frac{R}{L}t \right) \right) - H_c \right]^2 \right\}$$

entspricht. Also lautet die Bedingung, die die Gültigkeit der folgenden Näherung begrenzt

$$H_{\max} \left(1 - e^{-\frac{R}{L}t} \right) \Big|_{\frac{R}{L}t=1} > H_c; \quad H_{\max} > 1,6 H_c$$

Mit

$$e^{-\frac{R}{L}t} \approx 1 - \frac{R}{L}t$$

steht dann im gemeinsamen Exponenten der e-Funktion von (17)

$$- \left\{ \frac{R}{L}t + \frac{\pi}{4 I_s^2} (\mu_{\max} - 1)^2 \left[H_{\max} \frac{R}{L}t - H_c \right]^2 \right\}$$

Differenziert man dies nach t , erhält man als gröbere Näherung für das Maximum des Spannungsimpulses

$$t' = \frac{L}{R} \left\{ \frac{H_c}{H_{\max}} - \frac{2 I_s^2}{H_{\max}^2 \pi (\mu_{\max} - 1)^2} \right\}$$

für

$$H_{\max} > 1,6 H_c$$

und die maximale Impulsamplitude

$$U_{\max} = A e^{-\left(\frac{H_c}{H_{\max}} - \frac{1}{4B} \right)}$$

$$U_{\max} = n_2 F \mu_0 (\mu_{\max} - 1) \frac{R}{L} H_{\max} e^{-\left(\frac{H_c}{H_{\max}} - \frac{I_s^2}{\pi H_{\max}^2 (\mu_{\max} - 1)^2} \right)}$$

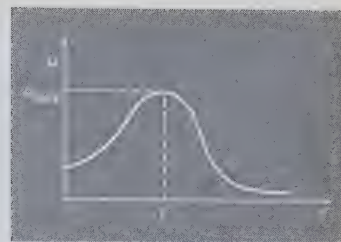


Abb. 5.
Spannungsimpulsverlauf in
der Sekundärwicklung des
Ringkernes nach Abb. 3(a)

Elektronischer I-Regler als Schrittregler mit annähernd stetiger Wirkung

DK 621.316.7:621.385

Bei vielen technischen Regelaufgaben kommt es weniger auf die optimale Regelgeschwindigkeit, sondern auf eine möglichst kleine bleibende Abweichung an. Regler, die dieser Bedingung entsprechen, sind I-Regler (integral wirkende Regler).

Im folgenden ist eine elektronische Anordnung beschrieben, die in Verbindung mit einem Stellmotor einen annähernd stetig wirkenden I-Regler darstellt. Die Hauptmerkmale dieser Schaltung sind, daß der Stellmotor über handelsübliche Starkstromkontakte geschaltet wird und die Regelgeschwindigkeit und die bleibende Abweichung durch Einstellknöpfe den Anforderungen der Regelstrecke angepaßt werden kann.

1. Zeitverhalten des I-Reglers

Abb. 1 zeigt das Blockschaltbild eines Regelkreises. Im Regler wird durch Differenzbildung von X und X_k die Regelabweichung x gewonnen.

$$X - X_k = x \quad (1)$$

Diese Regelabweichung erzeugt eine Änderung der Stellgröße Y . Je nach dem Reglertyp ist der Zusammenhang zwischen Regelabwei-

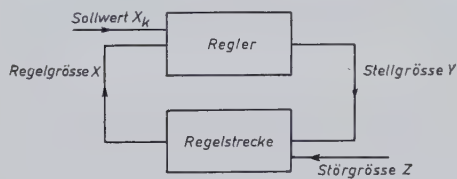


Abb. 1. Blockschaltbild eines Regelkreises

chung und Stellgröße verschieden. Ein I-Regler erzeugt eine Stellgröße, die proportional dem Zeitintegral der Regelabweichung ist

$$Y(t) = r_{-1} \cdot \int x(t) dt \quad (2)$$

Der Beiwert r_{-1} ist der Proportionalitätsfaktor. Gleichung (2) kann umgeformt werden zu

$$\frac{dY(t)}{dt} = r_{-1} \cdot x(t) \quad (3)$$

Die Änderungsgeschwindigkeit $\frac{dY(t)}{dt}$ der Stellgröße Y ist pro-

portional der aufgetretenen Regelabweichung. Diese Regelabweichung x verursacht im geschlossenen Regelkreis solange eine Änderung der Stellgröße, bis die Regelabweichung Null geworden ist. Die Verstellgeschwindigkeit der Stellgröße nimmt mit kleiner werdender Abweichung ab. Eine Variation des Beiwertes r_{-1} gestattet es, bei gleicher Regelabweichung verschiedene Änderungsgeschwindigkeiten $\frac{dY}{dt}$ zu wählen, man kann den Regler dadurch an die gegebene

Regelstrecke anpassen. Bei der Konstruktion eines I-Reglers ist also eine Einstellmöglichkeit für den Beiwert r_{-1} vorzusehen.

2. Grundsaltungen von I-Reglern

I-Regler arbeiten vielfach mit Stellmotoren. Diese können pneumatisch, hydraulisch oder elektrisch angetrieben werden. Hier wird nur die letzte Möglichkeit betrachtet. So wirkt z. B. eine Gleichstrom-Nebenschlußmaschine direkt als I-Regler. Hält man die Bürstenübergangswiderstände klein, so läßt sich eine 220-V-Maschine bei gleichbleibendem Drehmoment bis zu einer kleinsten Spannung von etwa 7 V betreiben. Die Motorwelle kann direkt oder über ein Getriebe mit dem Stellglied verbunden werden. Soll die Stellgröße eine Spannung sein, so wird der Motor mit einem Potentiometer oder einem Steuertrafo verbunden.

Bei einer Gleichstrom-Nebenschlußmaschine ist der Zusammenhang zwischen Ankerspannung und Drehzahl durch die Gleichung (4) gegeben

$$U_A = C_1 \cdot n \quad (4)$$

Die in den angekuppelten Geräten bei Drehung der Motorwelle hervorgerufene Verstellung der Stellgröße ist

$$Y = C_2 \int n \cdot dt \quad (5)$$

Darin wird Gleichung (4) eingesetzt.

$$Y = \frac{C_2}{C_1} \int U_A \cdot dt \quad (6)$$

In $\frac{C_2}{C_1}$ sind die Motorkonstanten und die Übersetzungsverhältnisse

berücksichtigt. Wählt man für eine Drehzahlregelung den einfachen Versuchsaufbau nach Abb. 2, so ist die Ankerspannung U_A des Stellmotors 3 die Regelabweichung x . Der Drehzahlgeber 1 ist direkt mit dem zu regelnden Gleichstrommotor 7 gekuppelt. Die von 1 abgegebene Spannung, der Istwert, wird mit dem am Potentiometer 2 eingestellten Sollwert verglichen. Die Regelabweichung gelangt als Differenzspannung an den Stellmotor 3. Dieser verstellt über das Getriebe 4 und den Vorwiderstand 5 der Feldwicklung 6 die Drehzahl von 7 so, daß die aufgetretene Regelabweichung abgebaut wird. Der in diesem Beispiel verwendete Regler (Stellmotor 3, Getriebe 4 und Widerstand 5) gehorcht der Gleichung (2). Er ist ein echter I-Regler, wenn man von der bleibenden Regelabweichung, die durch Haftreibung im Stellmotor entsteht, absieht. Die geforderte Einstellbarkeit des Beiwertes r_{-1} läßt sich hier nur schlecht durchführen, da das Übersetzungsverhältnis des Getriebes 4 gegeben ist. Lediglich durch Änderung des Feldstromes vom Stellmotor ist eine Variation von r_{-1} möglich. Die praktische Ausführung der geschilderten Anordnung scheitert jedoch daran, daß die vom Drehzahlgeber aufzubringende Leistung sehr groß sein muß, um den Stellmotor 3 ohne Zwischen-

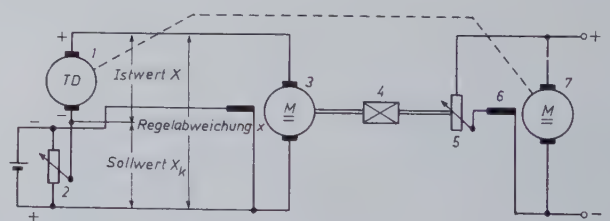


Abb. 2. Prinzip einer Drehzahlregelung mit Gleichstrom-Nebenschlußmotor als I-Regler

schaltung eines Verstärkers zu speisen. Soll ein Verstärker vorgesehen werden, so denkt man zuerst daran, die Regelabweichung direkt verstärkt auf den Stellmotor 3 zu geben. Das Ergebnis wäre bei Verwendung eines kontinuierlichen Verstärkers (Hochvakuumröhren, Thyatronen oder Magnetverstärker) ein stetiger Regler. Es sind aber noch zwei andere Möglichkeiten denkbar. Wird der Stellmotor 3 über Schütze auf eine konstante Spannung geschaltet, so kann ein integrierendes Verhalten erreicht werden, wenn 1. mit kleiner werdender Regelabweichung der Servomotor nach immer größeren Pausen für eine konstante Zeit eingeschaltet wird und wenn 2. mit kleiner werdender Regelabweichung der Servomotor für immer kürzere Zeiten eingeschaltet wird, wobei die Schaltfrequenz konstant gehalten wird. Von diesen beiden Möglichkeiten kann die erste ausgeschlossen werden, da handelsübliche Starkstromschütze keinesfalls der hohen Schaltfrequenz gewachsen sind, die bei großen Regelabweichungen auftritt.

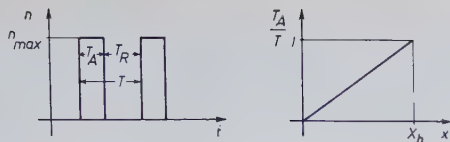


Abb. 3 (links). Zusammenhang zwischen Einschaltdauer und Drehzahl beim Regeln durch Servomotor, der mit kleiner werdender Regelabweichung für immer kürzere Zeiten eingeschaltet wird. Abb. 4 (rechts). Zusammenhang zwischen der Einschaltdauer T_A des Servomotors und der Regelabweichung x

Abb. 3 zeigt den Zusammenhang zwischen Einschaltdauer des Motors und Drehzahl bei der zweiten Lösung. Zur Vereinfachung ist dabei angenommen, daß der Stellmotor nach dem Einschalten ohne Zeitverzögerung seine maximale Drehzahl annimmt. Es gilt

$$T = T_A + T_R \quad (7)$$

Wenn die relative Einschaltdauer der Regelabweichung x proportional ist, so gilt

$$x = X_h \frac{T_A}{T} \quad (8)$$

wobei T die gesamte Spieldauer und T_A die Einschaltdauer ist (Abb. 4). Bei $x = X_h$ ist der Motor dauernd eingeschaltet, größere Werte von x können keine höhere Stellgeschwindigkeit erzeugen. Das Vorzeichen von x braucht zunächst nicht beachtet zu werden. Es kennzeichnet nur die Richtung der Regelabweichung.

Die Stellgröße Y ändert sich während einer Spieldauer T um einen bestimmten Wert ΔY_1

$$\Delta Y_1 = T_{A1} \cdot n_{\max} \cdot C_3 \quad (9)$$

Die mittlere Stellgeschwindigkeit während eines Intervalls ist

$$\frac{\Delta Y_1}{T} = \frac{x}{X_h} \cdot n_{\max} \cdot C_3 \quad (10)$$

Die größte Stellgeschwindigkeit wird also bei $x = X_h$ erreicht. In der Normung wird der Wert X_h als Laufbereich bezeichnet. Während einer Zeit

$$t = k \cdot T \quad (k = \text{Anzahl der Arbeitsspiele})$$

ändert sich die Stellgröße um

$$Y = \sum_{i=1}^k \Delta Y_i = C_3 \cdot n_{\max} \cdot \sum_{i=1}^k T_{A_i} \quad (11)$$

Gleichung (8) in (11) eingesetzt ergibt

$$Y = \frac{C_3 \cdot n_{\max} \cdot T}{X_h} \sum_{i=1}^k x_i = r_{-1} \cdot T \cdot \sum_{i=1}^k x_i \quad (12)$$

Gleichung (12) ähnelt Gleichung (2), nur sind in der Gleichung (12) die einzelnen Schritte endlich. Variiert man die Spieldauer T , während die relative Einschaltdauer konstant bleibt, so ändert sich nichts am Wert von Y , jedoch wird der Funktionsverlauf $Y = f(x)$ um so stetiger, je kürzer die Intervalle T sind. Ist aber die Spieldauer T klein gegenüber der Zeitkonstanten der Regelstrecke, so werden die einzelnen Schritte verschliffen, die Regelgröße folgt der Stellgröße annähernd stetig. T wird zur Schonung der Schaltschütze so groß wie möglich gemacht.

Die am Anfang geforderte Einstellbarkeit des Beiwertes r_{-1} ist hier vorhanden, wenn man X_h variieren kann. $C_3 \cdot n_{\max}$ berücksichtigt die Konstanten des Stellmotors und die starren Übersetzungsverhältnisse von der Stellmotorwelle bis zum Stellglied. Ein kleines X_h

bedeutet, daß die maximale Änderungsgeschwindigkeit $\left(\frac{dY}{dt}\right)_{\max}$ bei einer kleineren Regelabweichung erreicht wird. Die Regelgeschwindigkeit ist dann größer.

3. Schaltung des ausgeführten Reglers

Ein Beispiel für einen Regler, der in der beschriebenen Weise arbeitet, zeigt die in Abb. 5 dargestellte Anordnung.

Die Relais 1 und 2 sollen ein Halteverhältnis von nahezu 1 haben, praktisch keine Leistung verbrauchen, bei der geringsten Spannung ansprechen und genügend überlastungsfähig sein. Die Gleichrichter 3 und 4 mögen rückstromfrei sein. Die Regelgröße X und der Sollwert X_k werden durch die Gleichspannungen U_{12} und U_{34} dargestellt. Wenn $X = X_k$, d.h. $U_{12} = U_{34}$ ist, also die Regelabweichung $x =$

Null ist, dann liegt an den Relais 1 und 2 je die halbe sägezahnförmige Wechsellspannung U_{23} . Die andere Hälfte wird durch die Gleichrichter abgeschnitten. Macht man

$$U_{56} = U_{78} = \frac{U_{23}}{2} \quad (13)$$

so zieht keines der beiden Relais an (Abb. 6). Bei der geringsten auftretenden Regelabweichung wird die Nulllinie von U_{23} nach oben oder unten verschoben, und Relais 1 bzw. 2 ziehen solange an, wie $|U_{14}|$ größer als der Ansprechwert des entsprechenden Relais ist. Relais 1 und 2 schalten den Stellmotor M (5), der ein ganz normaler Kurzschlußläufer sein kann, auf Rechts- bzw. Linkslauf. Der Stellmotor steht

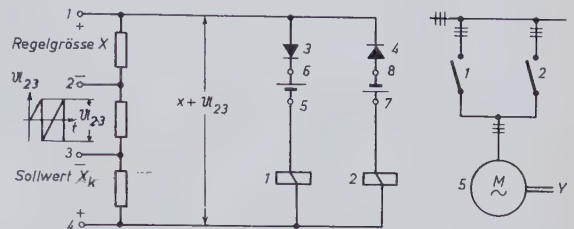


Abb. 5. Prinzip eines I-Reglers mit annähernd stetiger Wirkung

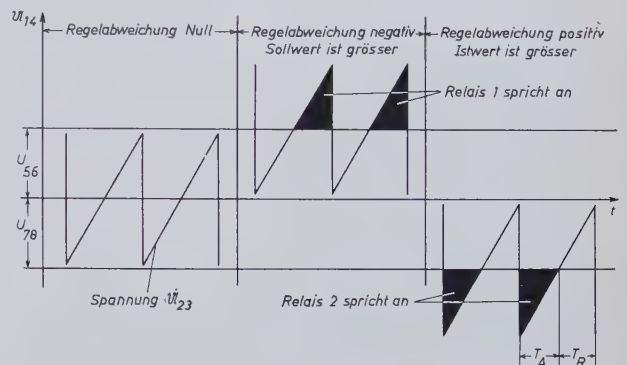


Abb. 6. Spannungsdiagramm eines I-Reglers mit annähernd stetiger Wirkung

über die Kontakte der Relais direkt mit dem Drehstromnetz in Verbindung. Zur Lösung höher qualifizierter Regelungsaufgaben kann statt eines normalen Kurzschlußläufermotors eine massearme Maschine benutzt werden.

Das wichtigste Bauelement wird von den beiden Relais 1 und 2 gebildet, die den geforderten Bedingungen entsprechen müssen.

Eine sehr günstige Anordnung hierfür ist die Verbindung eines Thyratrons mit einem Relais. Das Thyratron übernimmt dann auch

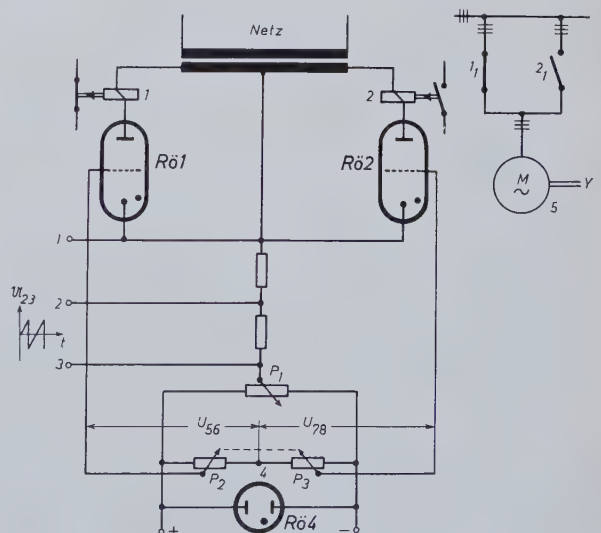


Abb. 7. Grundschiung eines mit Kleinthyatron bestückten I-Reglers mit annähernd stetiger Wirkung (Halteverhältnis der beiden Relais nahezu Eins)

die Funktion des Gleichrichters. Abb. 7 zeigt den grundsätzlichen Aufbau einer derartigen Schaltung. Die beiden Relais 1 und 2 liegen in den Anodenkreisen der Thyratrons R \bar{o} 1 und R \bar{o} 2. Zündet die Röhre durch positive Gitterspannung, so zieht das zugehörige Relais an. Bei negativer Gitterspannung löscht das Thyatron. Zünden und Löschen erfolgen bei nahezu der gleichen Gitterspannung. Das Halteverhältnis ist also praktisch Eins. Zur Erzeugung der Gittervorspannungen wird die durch den Glimmstabilisator R \bar{o} 4 konstant gehaltene Spannung auf eine durch die Potentiometer P $_1$, P $_2$ und P $_3$ gebildete Brückenschaltung gelegt. P $_2$ und P $_3$ sitzen auf einer Achse, ihre Schleifer mögen sich bei Linksdrehung auseinander bewegen. Außerdem ist P $_2$ = P $_3$. In der rechten Endstellung von P $_2$ und P $_3$ bekommen die beiden Thyratrons gleiche Gitterspannungen. Die Höhe der Gitterspannungen kann außerdem durch das Potentiometer P $_1$ eingestellt werden. Die an P $_1$ einstellbare Spannung bildet den Sollwert X $_k$. Bewegt man durch Linksdrehung die Schleifer von P $_2$ und P $_3$ nach außen, so erhält R \bar{o} 1 eine positivere und R \bar{o} 2 eine negativere Gitterspannung. Befindet sich außerdem P $_1$ in der Mittelstellung und sind U $_{12}$ und U $_{23}$ Null, so hat R \bar{o} 1 gezündet und R \bar{o} 2 gelöscht. Dementsprechend ist der Öffner von 1 und der Schließer von 2 geöffnet. Der Stellmotor bekommt keine Spannung.

Vergrößert man U $_{12}$, so löscht schließlich auch R \bar{o} 1, der Öffner 1 schließt und der Stellmotor beginnt zu arbeiten. Seine Drehrichtung muß jetzt so sein, daß er über die Regelstrecke die Regelgröße X = U $_{12}$ verkleinert. Nach Erreichen des alten Wertes von U $_{12}$ zündet R \bar{o} 1 und schaltet den Stellmotor ab. Eine Verschiebung von U $_{12}$ in der anderen Richtung zündet R \bar{o} 2 und über den Schließer 2 läuft der Stellmotor M (5) in der anderen Richtung solange, bis der alte Wert von U $_{12}$ erreicht ist und R \bar{o} 2 löscht. Ohne die Spannung U $_{23}$ bildet die Anordnung eine Art Zweipunktregler. Es sind nur drei

Werte von $\frac{dY}{dt}$ möglich. Die zulässige bleibende Regelabweichung

kann mit P $_2$ und P $_3$ eingestellt werden. Mit dem Anschalten der Spannung U $_{23}$ erhält man die Anordnung nach Abb. 5 und 6. Die Spannungen U $_{56}$ und U $_{78}$ sind mit P $_2$ und P $_3$ so einzustellen, daß die Spitzenwerte von U $_{23}$ gerade noch nicht die Zündkennlinien der Thyratrons R \bar{o} 1 und R \bar{o} 2 treffen. Die geringste Änderung der Spannung U $_{12}$ schaltet dann 1 bzw. 2 im Takt der Frequenz U $_{23}$.

Die geforderte Einstellbarkeit des Wertes X $_h$ wird erreicht, wenn die Größe von U $_{23}$ geändert werden kann. Kleine Spannung U $_{23}$ bedeutet

kleineres X $_h$, die maximale Änderungsgeschwindigkeit $\left(\frac{dY}{dt}\right)_{\max}$

wird dann bei einer kleineren Regelabweichung erreicht. Man kann schreiben

$$X_h = U_{23} \cdot C_4 \quad (C_4 \text{ ist eine Konstante}) \quad (14)$$

Wählt man für die Erzeugung der Sägezahnspannung U $_{23}$ die Schaltung nach Abb. 8, so kann mit P $_4$ die Schrittfrequenz, also die Spieldauer T, und X $_h$ mit P $_5$ eingestellt werden. Der Kondensator C $_2$ dient zur Abriegelung der Gleichspannungskomponente. Da nur ein geringer Teil der Ladekurve von C $_1$ ausgenutzt wird, ist der Sägezahn fast linear. Der Glimmstabilisator R \bar{o} 5 dient zum Abfangen von Netzspannungsschwankungen.

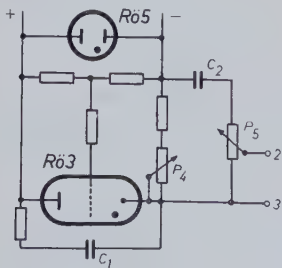


Abb. 8. Kippgenerator

Die gesamte Prinzipschaltung eines derartigen annähernd stetig wirkenden Reglers zeigt Abb. 9. Die Potentiometer P $_2$ und P $_3$ sind als Doppelpotentiometer auf einer Achse zusammengefaßt, ebenso P $_5$ und P $_6$. Das Potentiometer P $_6$ ist notwendig, denn jede Änderung von U $_{23}$ verlangt zur Vermeidung einer Empfindlichkeitseinbuße bzw. Überlappung auch eine Veränderung von U $_{56}$ und U $_{78}$.

Besonders günstig ist auch die Anordnung des Öffners 1. Da geschlossener Ruhekontakt (Thyatron R \bar{o} 1 gelöscht) über den Stellmotor die Regelstrecke so beeinflusst, daß die Regelgröße sich nach kleineren Werten ändert, wird bei Ausfall des Reglers die Regelgröße den kleinsten Wert annehmen.

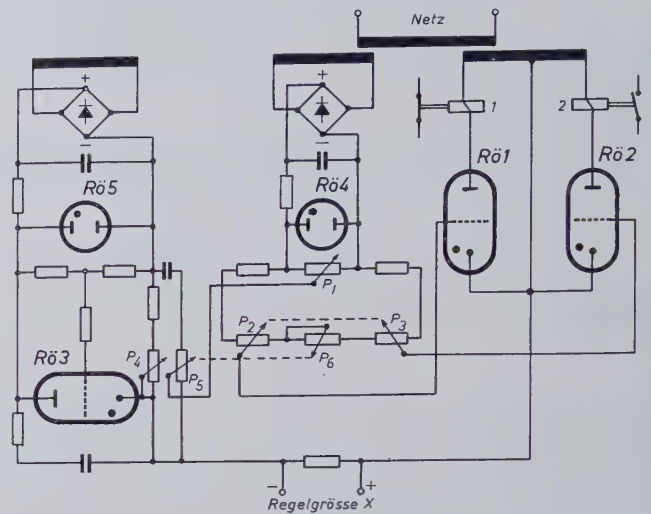


Abb. 9. Gesamtes Grundschaltbild des Reglers

In manchen Fällen ist jedoch ein entgegengesetztes Verhalten gefordert. Dieses kann leicht erreicht werden, wenn die Polarität der Eingangsspannung und die Anschlüsse zum Stellmotor getauscht werden.

Es sollen nun einige Werte angegeben werden, die mit dem Regler erreicht werden können. Die zur Auslösung von Verstellimpulsen notwendige Änderung der Eingangsspannung U $_{12}$ ist kleiner als $\pm 0,25$ V. Ist z.B. der Sollwert U $_{34}$ = 100 V, so muß auch die Spannung U $_{12}$ = U $_{34}$ $\pm \Delta$ U $_{12}$ sein. Die bleibende Abweichung ist somit kleiner als $\pm 0,25\%$. Ein Wert, der auch mit qualifizierten stetigen Reglern nicht leicht zu erreichen ist. Wie bei allen Reglern

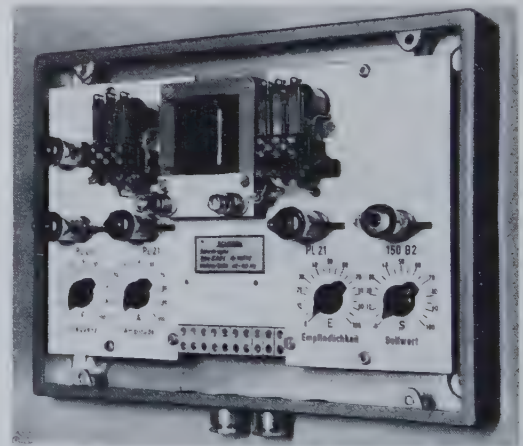


Abb. 10. Praktisches Ausführungsbeispiel eines mit Kleinthyratrons bestückten elektronischen I-Reglers mit annähernd stetiger Wirkung

ist auch hier die auf den Sollwert bezogene Regelabweichung um so größer, je kleiner der Sollwert ist. Man muß versuchen, den Sollwert so groß wie möglich zu machen. Der Wert X $_h$ läßt sich um das Verhältnis 1:20 variieren. Selbst bei sehr grober Anpassung der maximalen Verstellgeschwindigkeit des Stellmotors an die Regelstrecke kann also mit Sicherheit die optimale Regelgeschwindigkeit eingestellt werden. Die Spieldauer T ist zur Schonung der Verstell-schütze 1 und 2 mit T = 0,3—2 s festgelegt. Die Spieldauer ist somit kleiner als die Zeitkonstante der üblichen Regelstrecken.

Der Regler kann in all den Fällen angewendet werden, bei denen es nicht auf extreme Regelgeschwindigkeit ankommt, die Regelstrecke über einen Stellmotor beeinflusst und die Regelgröße in eine Spannung umgeformt werden kann.

Die Erzeugung von Zehntelmillimeterwellen durch strahlende Elektronen

DK 621.384.6:621.373.029.66

Das Vordringen der Höchstfrequenztechnik in den Bereich der Zehntelmillimeter- oder Submillimeterwellen ($\lambda = 1 \text{ mm}$ bis $0,1 \text{ mm}$ Wellenlänge) hat auf neuartige Verfahren der Erzeugung elektromagnetischer Wellen geführt. Während kürzeste Wellen von etwa 1 mm mit geringem Wirkungsgrad noch durch Ausfilterung harmonischer Magnetron-Oberwellen oder durch Frequenzvervielfachung hergestellt werden können, sind zur Erzeugung von Zehntelmillimeterwellen Elektronenröhren entwickelt worden, deren Wirkungsweise auf der elektromagnetischen Strahlung beschleunigter Elektronen beruht.

Zwei Verfahren haben gegenwärtig Bedeutung erlangt: die relativistische Dopplermethode (Undulatorröhre) und die Methode des Cerenkov-Effektes. Abb. 1 zeigt die grundsätzliche Anordnung der auf dem relativistischen Doppler-Effekt beruhenden Undulatorröhre, deren Entwicklung einerseits an der *Universität von Illinois* von Coleman [1] und andererseits an der *Stanford Universität* von Motz [2] und Mitarbeitern [3] vorangetrieben wurde. Ein Elektronenstrahl wird von einem Hohlraumresonator geschwindigkeitsgesteuert und nach Durchlaufen eines Linearbeschleunigers phasenfokussiert und mit relativistischer Geschwindigkeit durch ein Aggregat hintereinander angeordneter Magnetfelder von abwechselnder Polarität geschossen, die den Strahl seitlich auslenken, so daß dieser längs einer sinusförmigen Bahn fortschreitet. Infolge der Ablenkung im Magnetfeld strahlen die Elektronen elektromagnetische Wellen, deren Frequenz für einen Beobachter, auf den die strahlenden Elektronen zukommen, durch Dopplereffekt erhöht ist.

Dieser Vorgang sei in Abb. 2 näher erläutert. Am Ort 1 möge das Elektron eine Welle in Richtung zum Beobachter an der Stelle P strahlen. Die Ankunftszeit der Welle ist $t_1 = r/c$, wenn r die Entfernung zwischen den Orten 1 und P ist. Während das Elektron strahlt, hat es bei Ankunft an der Stelle 2 auf der x-Achse eine vollständige harmonische Bewegung längs seiner Bahn ausgeführt. Die hierzu notwendige Zeit ist $t_2 = d/v$, wenn d der Abstand zwischen den beiden Punkten 1 und 2 auf der x-Achse und v die translatorische Geschwindigkeit des Elektrons längs dieses Weges ist. Die am Ort 2 vom Elektron ausgehende Strahlung kommt an der Stelle P zur Zeit $t_3 = t_2 + (r - d \cos \theta)/c$ an. Hieraus folgt für die Wellenlänge λ_P , die der Beobachter am Ort P mißt, der Zusammenhang

$$\lambda_P = c \Delta t = c(t_3 - t_1) = \frac{d}{v/c} \left(1 - \frac{v}{c} \cos \theta \right) = \frac{d}{\beta} (1 - \beta \cos \theta)$$

worin c die Lichtgeschwindigkeit und die Größe $\beta = v/c$ das relativistische Verhältnis der translatorischen Elektronengeschwindigkeit v zur Lichtgeschwindigkeit c ist. Das beobachtete Spektrum der ausgestrahlten Wellen ist kontinuierlich innerhalb des Bereiches

$$\frac{1 - \beta}{\beta} \leq \frac{\lambda_P}{d} \leq \frac{1 + \beta}{\beta}$$

Die kürzesten erreichbaren Wellen werden bei Beobachtung unter dem Winkel $\theta = 0$ (Abb. 2) erhalten

$$\left(\frac{\lambda_P}{d} \right)_{\min} = \frac{1 - \beta}{\beta} = \frac{1 - \sin \delta}{\sin \delta} \\ \cos \delta = \frac{1}{1 + E/m_0 c^2}$$

E ist die kinetische Energie des Elektrons und m_0 seine Ruhemasse. Für $d = 5 \text{ cm}$ berechnet man z. B. für $\beta = 0,98$, d. h. $v \approx 2 \text{ MeV}$, eine elektrische Wellenlänge von $\lambda_P = 1 \text{ mm}$. Bei Beschleunigung der Elektronen auf Energien zwischen 1 und 10 MeV gestattet die relativistische Dopplermethode die Anregung elektrischer Wellen bis an die untere Grenze des Bereiches der Zehntelmillimeterwellen.

Um nennenswerte Strahlungsleistungen zu erzielen, müssen die Elektronen zu kohärent emittierenden Gruppen vereint werden. Die Kohärenzbedingung fordert, daß die räumliche Ausdehnung der Elektronenpakete kleiner als die halbe Wellenlänge sein muß. Da bei relativistischer Geschwindigkeit die Elektronenwolken in Fortschreitrichtung durch Lorenz-Kontraktion im Verhältnis $\sqrt{1 - \beta^2}$ zusammengedrückt erscheinen, kann die Kohärenzforderung auch noch bei kürzesten Wellen erfüllt werden, weil dort der Wert von β entsprechend hoch ist; Abb. 3 veranschaulicht diesen Kontraktionsvorgang an einer kugelförmigen Ladung. Die ausgesendete Energie ist für Elektronen mit Geschwindigkeiten $\beta \rightarrow 1$ in Flugrichtung der Elektronen gebündelt; für Geschwindigkeiten $\beta \rightarrow 0$ ist das Strahlungsdiagramm ähnlich dem eines Dipols (Abb. 4).

Eine andere Möglichkeit zur Erzeugung von Submillimeterwellen besteht in der Ausnutzung des Cerenkov-Effektes. Man versteht hierunter die elektromagnetische Strahlung, die von Elektronen ausgesendet wird, wenn sie durch ein Medium hindurchtreten und ihre Geschwindigkeit hierbei größer ist als die Phasengeschwindigkeit elektromagnetischer Wellen. In einem solchen Fall bleibt das vom Elektron transportierte elektromagnetische Feld hinter dem Teilchen zurück, was identisch mit der Ausstrahlung von Wellen ist. Dielektrische Medien wie auch Verzögerungssysteme von periodischer Struktur, wie sie in neuzeitlichen Mikrowellenröhren benutzt werden, haben die Eigenschaft, die Phasengeschwindigkeit elektromagnetischer Wellen zu verzögern. Ein Elektronenstrahl, der auf der Oberfläche eines solchen Systems entlang läuft, kann bei richtiger Geschwindigkeit eine Cerenkov-Strahlung hervorrufen, die sich entweder unmittelbar als

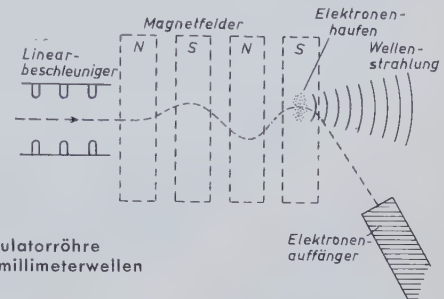


Abb. 1. Undulatorröhre für Zehntelmillimeterwellen

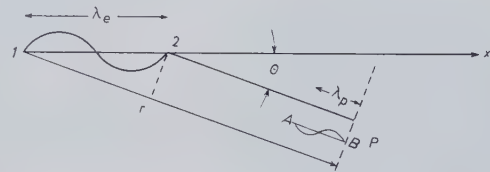


Abb. 2. Physikalisches Prinzip des relativistischen Dopplereffektes

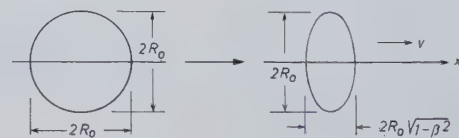


Abb. 3. Veranschaulichung der Lorenz-Kontraktion am Beispiel einer in x-Richtung beschleunigten Kugel (Elektron)

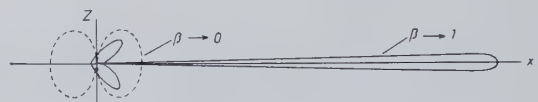


Abb. 4. Strahlungsdiagramm der Elektronen bei der Undulationsröhre

Strahlung in den freien Raum oder als Energieübertragung von elektromagnetischer Energie an das Feld einer mit dem Elektronenstrahl fortschreitenden Welle äußert. Unter diesem Gesichtspunkt gesehen, ist der Mechanismus der Wanderfeldröhre lediglich ein Spezialfall des Cerenkov-Effektes. Neuere Versuche von Motz und Mallory [4] haben gezeigt, daß eine dichtemodulierte Elektronenströmung mit relativistischer Geschwindigkeit, die durch die schmale Öffnung eines rechteckigen Hohlleiters von den Innenabmessungen $6 \times 2,5 \text{ mm}$ hindurchtritt, eine Cerenkov-Strahlung im Wellenbereich zwischen 8 mm und $0,16 \text{ mm}$ erzeugt. Die Phasenverzögerung der Wellen im Hohlleiter ist vermutlich darauf zurückzuführen, daß die Innenwandung nicht exakt glatt ist, sondern eine gewisse Rauigkeit aufweist, die gegenüber diesen extrem kurzen Wellen phasenverzögernd wirkt. In diesem Zusammenhang sei erwähnt, daß Elektronenstrahlen, die mit relativistischer Geschwindigkeit über ein Rowlandsches Strichgitter hinwegstreichen, sogar eine Lichtstrahlung hervorrufen können [5].

Schrifttum

- [1] Coleman, P. D.: Rep. electr. Res. Labor. Nr. 1, April 1952, Univ. Illinois, Urbana, USA
- [2] Motz, H.: J. appl. Phys. Bd. 22 (1951) S. 257
- [3] Motz, H., Thon, W., u. Whitehurst, R.: J. appl. Phys. Bd. 24 (1953) S. 826
- [4] Motz, H., u. Mallory, K. B.: J. appl. Phys. Bd. 26 (1955) S. 1384
- [5] Smith, S. J. u. Purcell, E. M.: Phys. Rev. Bd. 92 (1953) S. 1069

Grundsätzlich könnte man jeden mit Hand auszulösenden Schaltvorgang durch eine Relaissteuerung ersetzen. Davon nimmt man — meistens aus Kostengründen — Abstand. Oft sind jedoch in elektroakustischen Anlagen schaltungstechnische Funktionen zu erfüllen, die einen Übergang zur Fernsteuerung bedingen. Die Gründe hierfür lassen sich in drei Sammelbegriffen ordnen:

a) Umfangsbedingte Fernsteuerung

In elektroakustischen Anlagen kommt es häufig vor, daß mehrere, funktionsmäßig gleichartige Schaltvorgänge gleichzeitig ausgelöst werden müssen. In Großanlagen kann es sich um so viele Schaltvorgänge handeln, daß man sie aus mechanischen beziehungsweise elektrischen Gründen nicht in einem Schalter vereinigen kann. Man verwendet deshalb Relais und löst die Schaltvorgänge mit einem Handgriff indirekt aus. Dies trägt auch zur Vereinfachung der Bedienung bei.

b) Ortsbedingte Fernsteuerung

Hierunter gehören die Fälle, in denen die Betätigungsstelle von der Schalteinrichtung räumlich getrennt ist. Diese räumliche Trennung kann sich aus dem Anlagenaufbau ergeben, wenn z.B. von einer Mikrofonsprechstelle aus ein entfernt stehender Verstärker netzseitig einzuschalten ist. Oft lassen bedienungstechnische Gründe einen Übergang zur Fernsteuerung zweckmäßig erscheinen. Dies ist beispielsweise der Fall, wenn ein Schaltvorgang von mehreren, räumlich getrennten Bedienungsstellen ausgelöst werden muß. Auch rein technische Gründe können zur Verwendung von Relais zwingen. Als Beispiel sei der Schaltvorgang innerhalb eines Verstärkers erwähnt, der sich aus elektrischen Gründen nicht durch Herausführen einer längeren Leitung bis zur Betätigungsstelle verwirklichen läßt. Die Kennzeichnung „räumlich getrennt“ ist demnach im weitesten Sinne des Wortes zu verstehen.

c) Funktionsgekoppelte Fernsteuerung

Unter diesem Begriff sind funktionsmäßig verschiedenartige Schaltvorgänge zu verstehen, die durch eine Betätigung ausgelöst werden. Diese Art einer Fernsteuerung ist in elektroakustischen Anlagen am meisten vertreten und schaltungstechnisch am interessantesten. Es soll hierfür ein einfaches Beispiel gebracht werden:

Durch Betätigung eines Schalters ist

- ein Mikrofon anzuschalten,
- nach einer zweiten Mikrofonstelle ein Signal zu geben,
- der Verstärker netzseitig einzuschalten
- und
- ein bestimmter Lautsprecherkreis einzuschalten.

Hier muß auf Relais übergangen werden, denn es sind Mikrofonspannungen (0,2 mV), Lautsprecherpegel (100 V), Signalspannung (24 V) und Netzspannung (220 V) zu schalten.

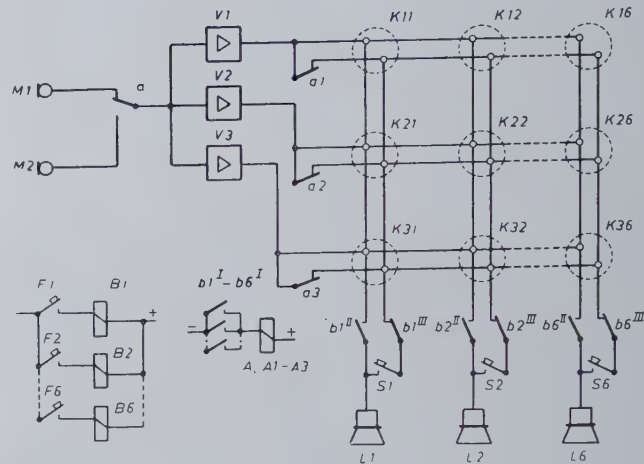


Abb. 3. Fernsteuersatz für ein Kreuzschaltfeld

Die funktionsgekoppelte Fernsteuerung führt in der Praxis oft zusätzlich zu einer ortsbedingten. Da aus technischen Gründen mehrere Relais erforderlich sind, trennt man sie räumlich, um Kopplungen zu vermeiden.

Auf die vielen bekannten funktionsgekoppelten Fernsteuerungen in elektroakustischen Anlagen, wie Vorrang-, Blockierungs-, Vorheiz-, Pflichtempfangsschaltungen usw., soll hier nicht eingegangen werden. Behandelt wird lediglich eine neuartige Fernsteuerschaltung, die zur Erfüllung einer bedienungstechnischen Forderung von *Telefunken* entwickelt werden mußte.

Abb. 1 zeigt eine Gestellzentrale, die im oberen Teil ein handbedientes Kreuzschaltfeld enthält. Die horizontalen Schaltebenen bestehen aus den Ausgängen von drei Verstärkern. An den vertikalen Schaltebenen sind sechs Lautsprecherkreise angeschlossen. Sie werden entsprechend ihrer Leistungsaufnahme in der üblichen Weise durch Stecken der Verbindungsstecker mit den Verstärkerausgängen verbunden. In jeder senkrechten Ebene darf nur ein Stecker eingesteckt sein, da sonst eine Parallelschaltung von Verstärkerausgängen erfolgt. Über dem Bezeichnungstreifen des Kreuzschaltfeldes sind sechs Kippschalter erkennbar. Mit ihnen ist eine wahlweise An- und Abschaltung der sechs Lautsprecherkreise möglich, ohne daß durch Herausziehen eines Kreuzschaltsteckers die Zuordnung zu den Verstärkern getrennt wird. Bei einer Mikrofonbesprechung vom Gestell aus handelt es sich um eine eindeutige Handbedienung. Zusätzlich wurde gefordert, daß die Einschaltung der sechs Lautsprecherkreise von einer räumlich entfernten Mikrofonbesprechungsstelle (Abb. 2) erfolgen muß. Diese Stelle hat Vorrang vor der Besprechung vom Gestell, eine Bedingung, die sich leicht erfüllen läßt. Dabei sollte aber folgendes gewährleistet sein:

Wird vom Gestell aus (Abb. 3) z.B. nach den Lautsprechern 1 und 6 gesprochen (Schalter *S 1* und *S 6* eingeschaltet) und will die Vorrangstelle nach 1 und 2 sprechen, so ist nicht nur der Kreis 2 anzuschalten, sondern Kreis 6 ist abzutrennen. Diese Umschaltungen müssen in jeder Kombination möglich sein, und zwar unabhängig davon, an welchen Verstärker ein Lautsprecherkreis angeschlossen ist, einschließlich etwaiger Änderungen der Zuordnung. Da die Handbedienung am Gestell beibehalten werden mußte, ergab sich die Zweckmäßigkeit einer Kombination Handbedienung—Fernsteuerung. Im allgemeinen sind solche Kombinationen schwieriger zu verwirklichen als eine reine Fernsteuerung.

Die in Abb. 3 dargestellte Schaltung zeigt die Lösung. Das Kreuzschaltfeld hat zwei voneinander unabhängige Horizontal- und Vertikalverdrahtungen für die Modulation. Beim Einstecken eines Verbindungssteckers erfolgt in einem Kreuzungspunkt (*K 11*...) eine

Abb. 1. Verstärkerzentrale mit handbedientem Kreuzschaltfeld

Abb. 2. Mikrofonbesprechungsstelle mit Fernsteuertasten





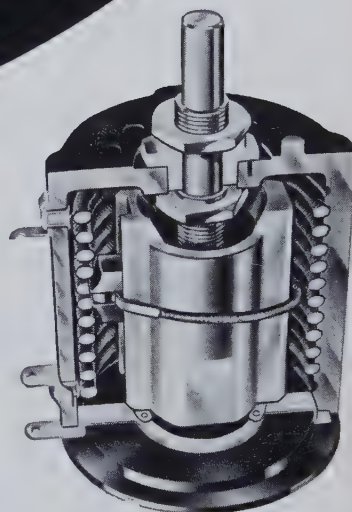
Berkeley

Frequenzmesser-Modell 5571

6 Meßmöglichkeiten
in einem Gerät:
Messung von:
Frequenz 0-42 MHz (0-515 MHz)
Frequenzverhältnissen
Periodendauer
Zeit 1 μ sec - 10 000 000 sec.
beliebigen Vorgängen pro Zeiteinheit
Hochleistungszählungen 0-1 MHz

Bitte fordern Sie unsere technischen
Druckschriften unter Abt. C 1 an.

 **Helipot**



**Präzisions-
Feindrahtpotentiometer**
in Ring- und Wendelform

für jeden Verwendungszweck. Lieferbar in 14 verschiedenen Modellen für Hand- und Servoantrieb.

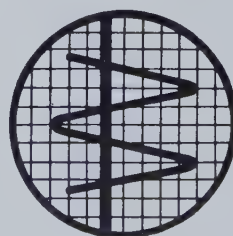
Linearitätstoleranzen bis 0,025%

Widerstandstoleranzen bis 0,05%

Widerstandswerte 5 Ω - 2,5 M Ω

Spezialtypen werden auf besonderen Wunsch des Kunden in 12 verschiedenen
Kennlinien angefertigt.

Bitte fordern Sie unsere technischen Datenblätter unter Abt. B 1 an.



BECKMAN INSTRUMENTS GMBH.

MÜNCHEN-PUCHHEIM

Ein Zweigwerk der Beckman Instruments Inc. Fullerton-Kalifornien USA

zweifache Verbindung zwischen horizontaler und vertikaler Schaltebene. Jede dieser Verbindungen ist doppelpolig, sie wurde in der Abbildung durch einen kleinen Kreis dargestellt.

M1 ist die Mikrofonstelle am Gestell, V1...V3 sind die drei Verstärker, S1...S6 die Schalter am Gestell für die Einschaltung der Lautsprecherkreise L1...L6. Die Zuordnung der Kreise zu den Verstärkern kann beliebig sein und hat für die Fernschalttechnik keine Bedeutung.

Die Vorrangsstelle ist mit M2 bezeichnet. Dort befinden sich auch die Schalter F1...F6. Wird F1 betätigt, so spricht das Relais B1 an. Es schaltet mit b1I die Relais A, A1...A3 ein. Mit dem Kontakt a wird M1 ab- und das Vorrangsmikrofon M2 angeschaltet. Die Kontakte a1...a3 trennen eine der Horizontalverkabelungen des Kreuzschaltfeldes. Mit dem Kontakt b1II wird der Lautsprecherkreis

L1 angeschaltet. Die Bedeutung der bIII-Kontakte soll an einem Beispiel erläutert werden.

Es sei angenommen, in der Zentrale seien S1 und S2 eingeschaltet. Von der Vorrangsstelle M2 erfolgt eine Durchsage nach L1. Die Kreise L1 und L2 sind am Verstärker V3 angeschlossen, d.h., die Kreuzungspunkte K31 und K32 sind gesteckt. Würden die bIII-Kontakte fehlen, dann entsteht folgender Nebenstromkreis: V3—K31 (obere Kreuzung) — b1II — S1 (geschlossen) — K31 (untere Kreuzung) — K32 (untere Kreuzung) — S2 (geschlossen) — L2. Die Lautsprecher L2 arbeiten demnach ebenfalls. Daher sind die Kontakte bIII eingeführt, und es wird bei Fernsteuerung auch eine der Vertikalverkabelungen abgetrennt.

Mit diesem Fernsteuerzusatz arbeitet die Schaltung für jede Handbedienungskombination einwandfrei.

H. PAUL

Die Frequenzabhängigkeit selbsterregter Mikrowellengeneratoren bei komplexer Last

DK 621.373.423.029.6:621.317.616:621.385.16

In Nr. 2, Bd. 10 (1956) S. 29—33 dieser Zeitschrift wurde die Entstehung, Auswertung und Aufnahme des Arbeitsdiagramms (Rieke-Diagramms) selbsterregter Mikrowellengeneratoren bei komplexer Last dargelegt. Es wurde insbesondere gezeigt, daß ein solcher Generator bei komplexer Last einerseits starken Leistungsschwankungen unterworfen sein kann, daß aber andererseits auch Frequenzänderungen von einigen Promille auftreten können. Im folgenden soll untersucht werden, inwieweit diese Frequenzänderungen von Einfluß auf die Arbeitsweise des Senders sein können.

Zunächst sei das Rieke-Diagramm des Turbatorsenders (Magnetron-Senders) nach Abb. 1 einer näheren Betrachtung bezüglich des Verlaufs der Frequenzlinien unterzogen. Es soll angenommen werden, daß der Sender ganz nahe an den „Klemmen“, d. h. ganz dicht an der Bezugsebene, mit einem rein ohmschen Widerstand R_a belastet

Abb. 1. Rieke-Diagramm des Turbatorsenders mit Röhre MD 10/2000 bei 2000 MHz, bezogen auf die Ebene des Ausgangssteckers

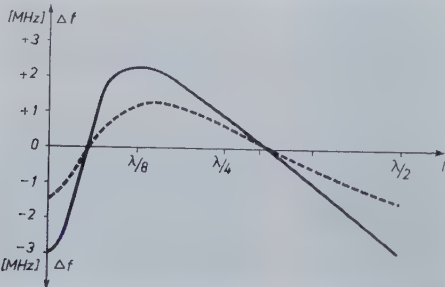
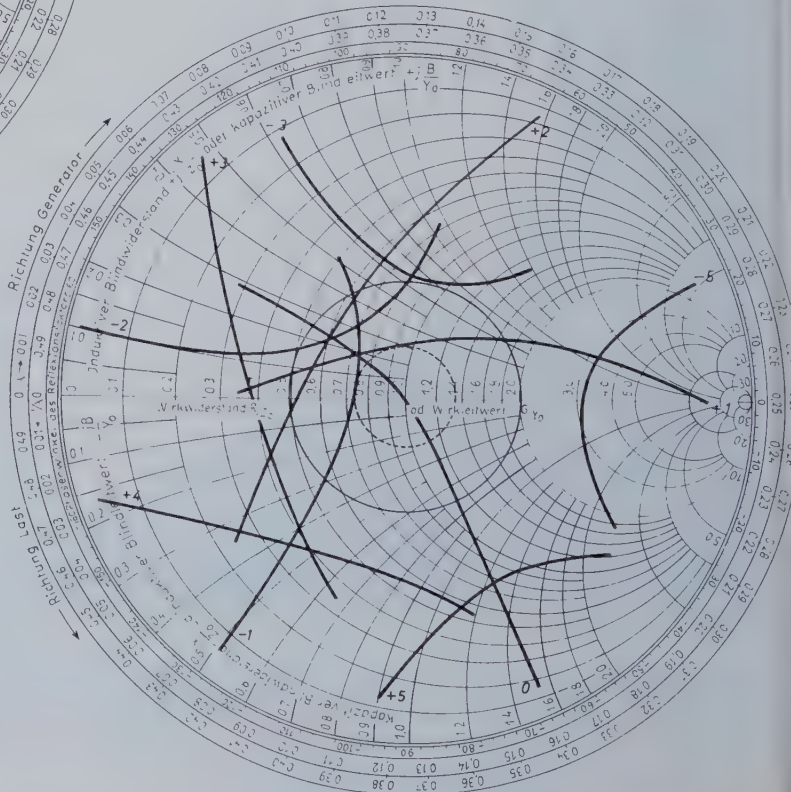


Abb. 2. Frequenzablauf in Abhängigkeit von der Länge l/λ zwischen Bezugsebene und Lastwiderstand für $m = 0,5$ (---) und $m = 0,667$ (—)
Abb. 3 (rechts). Frequenzlinien des Rieke-Diagramms nach Abb. 1 über ein 15 m langes Kabel ohne Dämpfung transformiert



wird; die Länge l der Leitung zwischen Sender und Lastwiderstand R_a werde allmählich von $l = 0$ bis $l = \lambda/2$ vergrößert. Dann bedeutet das, daß für $l = 0$ der in der Bezugsebene für das Diagramm Abb. 1 (d. h. in der Ebene des Ausgangssteckers) erscheinende Lastwiderstand $Z_L = R_a = m \cdot Z_0$ ist. Es sei beispielsweise $m = 0,5$, $\lambda = 15$ cm, $f_0 = 2000$ MHz; dann findet man im Rieke-Diagramm für diesen Arbeitspunkt (A) eine Frequenzabweichung von $\Delta f = -3$ MHz und eine Leistung von $P_0 = 35$ W. Wenn man nun l auf 1,875 cm vergrößert, dann ist $l/\lambda = 0,125$; Z_L hat sich auf dem m -Kreis 0,5 im Uhrzeigersinn gedreht bis zum Punkt $Z_L = Z_0 \cdot (0,8 + j 0,6) = 50 \cdot (0,8 + j 0,6) = 40 + j 30$ Ohm. Im Rieke-Diagramm liest man dann ab (Punkt B): $\Delta f = +2,5$ MHz, $P_0 = 25$ W. Bei weiterer Verlängerung von l bis $l/\lambda = 0,25$, $l = 3,75$ cm wird $Z_L = 50 \cdot 2 = 100$ Ohm, $\Delta f = +1$ MHz, $P_0 = 17$ W. Für $l = 5,625$ cm, $l/\lambda = 0,375$ ist $Z_L = 40 - j 30$ Ohm und $\Delta f = -0,8$ MHz, $P_0 = 18$ W. Schließlich erreicht man bei $l = 0,5 \cdot \lambda = 7,5$ cm die Anfangswerte $\Delta f = -3$ MHz, $P_0 = 35$ W wieder. Besonders interessant ist das Durchlaufen der Länge l von 0 bis 1,875 cm, denn beim Durchwandern dieses Bogens des m -Kreises ändert sich Δf sehr schnell zwischen -3 MHz, 0 MHz und $+2,5$ MHz. Den ganzen Verlauf von Δf in Abhängigkeit von l sieht man dann in Abb. 2. An sich scheint die kleine Frequenzänderung von insgesamt 5 MHz völlig unbedeutend zu sein. Wäre $m = 1$, also $R_a = Z_0$, so bleibt für alle Längen l der Leitung zwischen Bezugsebene und R_a die Frequenzabwanderung $\Delta f = 0$. Ist $m = 0,667$

(entsprechend einem Reflexionsfaktor $p = \frac{m-1}{m+1} = \frac{0,333}{1,667} = 0,2$) so

ist, wie man aus dem gestrichelten Kreis in Abb. 1 und der entsprechenden Kurve in Abb. 2 sehen kann, die gesamte Frequenzänderung nur 2,3 MHz.

Es sei nun weiter angenommen, daß die Last R_a über ein Kabel von 15 m Länge an den Generator angeschlossen sei, und es werde wieder die Länge des Kabels um $\lambda/2$, also um 7,5 cm verändert. Zunächst sei

$m = 0,5$, wie im vorigen Beispiel. Für $l = 15$ m = 1500 cm exakt wäre dann $Z_L = R_a = 0,5 \cdot 50 = 25$ Ohm, wenn l/λ ein exaktes Vielfaches von $\lambda/2$ wäre. Das ist aber keineswegs mehr der Fall. Denn wäre $Z_L = 0,5 \cdot 50$ Ohm, so müßte laut Rieke-Diagramm $\Delta f = -3$ MHz

sein, d. h., es wäre $f = 2000 - 3 = 1997$ MHz und $\lambda = \frac{3 \cdot 10^{10}}{1997 \cdot 10^6} = 15,0225$ cm. Dann ist $l = \frac{1500}{15,0225} \cdot \lambda = 99,8502 \cdot \lambda = 99,5 \cdot 2 \cdot \lambda/2 +$

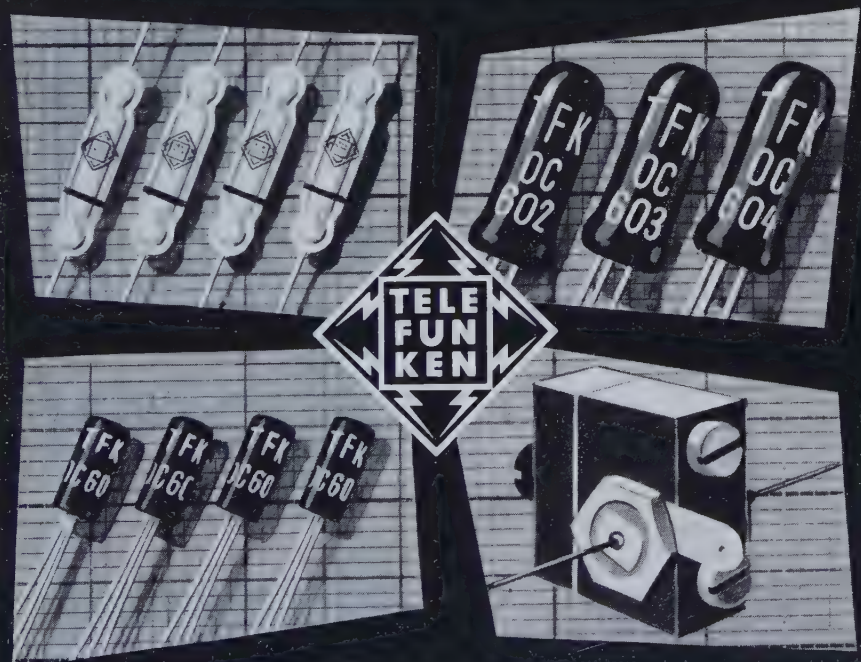
$0,350 \lambda$. Das entspricht 199 ganzen Umdrehungen im Einheitskreis plus 0,350. Der Punkt der Frequenzlinie $\Delta f = -3$ MHz bei $m = 0,5$ des Rieke-Diagramms stimmt somit nicht mehr zu dem Lastpunkt! Man kann also das ursprüngliche Rieke-Diagramm von Abb. 1 bei der über ein so langes Kabel angehängten Last nicht mehr verwenden. Es muß vielmehr Punkt für Punkt auf die neue Bezugsebene umgerechnet werden, die um $l = 1500$ cm von der ursprünglichen Bezugsebene entfernt ist. Erst wenn man über dieses neue Rieke-Diagramm verfügt, kann man wieder die Änderung der Länge um $\lambda/2$ zwischen der neuen Bezugsebene und dem Lastwiderstand R_a vornehmen und daraus das Frequenz- und Leistungsverhalten ablesen.

Diese Transformation auf die neue Bezugsebene sei für die Linien konstanter Frequenz durchgeführt. Für $\Delta f = 0$ MHz ist $l/\lambda = \frac{1500}{15}$

= 100,000, also dreht sich diese Linie im Diagramm (entgegen dem Uhrzeigersinn diesmal) genau 200mal und kommt wieder in ihre alte Lage. Die Linie $\Delta f = +1$ MHz dreht sich entsprechend der Wellenlänge $\lambda = 14,9925$ cm und $l/\lambda = 100,05$ zweihundertmal ganz herum und dann noch um $l/\lambda = 0,05$ weiter. Dagegen dreht die Linie $\Delta f = -1$ MHz nur um $l/\lambda = 99,95$ weiter, also 199mal ganz herum und dann noch um $l/\lambda = 0,45$ weiter; das ist also weniger als die Drehung der $+1$ MHz-Linie. Nach der gleichen Rechnung dreht die $+2$ MHz-Linie um $l/\lambda = 100,1$, somit 200mal ganz herum und dann

TELEFUNKEN-HALBLEITER

QUALITÄTS-ERZEUGNISSE VON HÖCHSTER PRÄZISION



TELEFUNKEN

ROHRENVERTRIEB ULM

GERMANIUMDIODEN

- OA 150 für universelle Verwendung
- OA 159 für ZF-Teil im FS } zur Regelspannungserzeugung
- OA 160 Empfänger } zur Demodulation
- OA 161 Hochsperrende Diode
- OA 172 Diodenpaar für Diskriminator und Ratiodetektor
- OA 154 Q Diodenquartett für Ringmodulatoren
- OA 180 Golddraht-Schaltdiode

p-n-p TRANSISTOREN

- OC 602 für Anfangsstufenverstärkung
- OC 622 in Subminiaturausführung
- OC 603 für rauscharme Vorverstärkung
- OC 623 in Subminiaturausführung
- OC 604 Endverstärkung für kl. Aussteuerung
- OC 624 in Subminiaturausführung
- OC 604 spez. für B-Gegentakt-Endstufen bis ca. 400 mW Nutzleistung
- OD 604 Hochleistungstristor in Gegentakt-B-Schaltung bis ca. 3 W Nutzleistung
- OC 612 HF-Transistor mit Leistungsverstärkung pro Stufe von ca. 33 dB bei 470 KHz

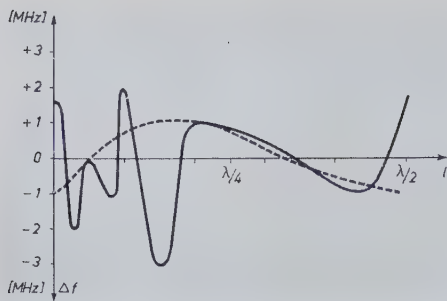
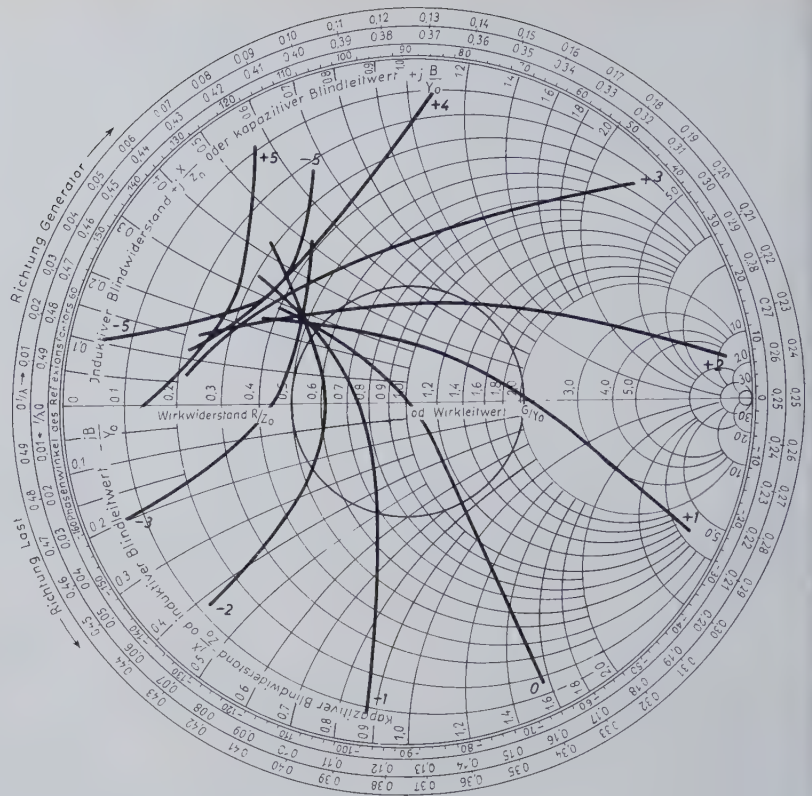


Abb. 4. Frequenzablauf bei einem Kabel von 15 m Länge und $m = 0,5$ (---) bzw. $m = 0,667$ (—)

Abb. 5 (rechts). Frequenzlinien des Rieke-Diagramms nach Abb. 1 über ein 3 m langes dämpfungsloses Kabel transformiert



noch um $l/\lambda = 0,1$ weiter. Dagegen dreht die -2 MHz-Linie wieder 199mal ganz herum und dann nur noch um $l/\lambda = 0,40$. Unter Weglassung der vollen Umdrehungen ergibt sich für die $+4$ MHz-Linie eine restliche Drehung um $l/\lambda = 0,2$ und für die $+5$ MHz-Linie eine solche von $l/\lambda = 0,25$. Dagegen ist der entsprechende Wert für die -4 MHz-Linie $l/\lambda = 0,3$ und für die -5 MHz-Linie $l/\lambda = 0,25$, jeweils entgegen dem Uhrzeigersinn. So erhält man das neue Diagramm nach Abb. 3, in dem jedoch nur die Linien konstanter Frequenzabweichung eingetragen sind. Es fällt sofort auf, daß die Linien nicht mehr strahlenförmig von einem Punkt ausgehen, sondern daß sie sich überkreuzen. Es sei nun wieder der Frequenzverlauf bei Abschluß der Leitung in der neuen Bezugsebene mit $R_a = 0,5 \cdot 50 = 25$ Ohm und Verlängerung der Leitung um $\lambda/2$ betrachtet. $3L$ durchläuft dann wieder den Kreis von $m = 0,5$, und dieser schneidet jetzt die sich überkreuzenden Δf -Linien wie folgt: Für $l = 0$ ist $\Delta f = +1,8$ MHz, dann folgen nacheinander die Schnittpunkte mit den Linien $+1, -2, 0, -1, +2, -2, -3, +1, 0, -1$ und $+2$ MHz, also ein ganz unregelmäßiger Frequenzverlauf. In Abb. 4 ist er aufgetragen, doch ist in der Darstellung insofern noch eine Ungenauigkeit enthalten, als die Nulllinie eigentlich nur zweimal geschnitten werden kann¹⁾. An der Schnittstelle der Linien $0, +1$, und -1 MHz in Abb. 3 sieht man am besten, daß bei dieser Belastung der Sender willkürlich mit jeder der drei Frequenzen schwingen kann, er hat also dort eine Unstabilitätsstelle erhalten.

Es sei jetzt ein anderer Fall der Belastung des Kabels an seinem Ende angenommen, nämlich $R_a = 0,75 \cdot 50 = 37,5$ Ohm. Die Kabellänge sei aber wieder $l = 15$ m, und sie werde dann allmählich um $\lambda/2 = 7,5$ cm vergrößert. Dann muß man in dem auf das Kabelende bezogenen neuen Diagramm von Abb. 3 den gestrichelt gezeichneten Kreis $m = 0,75$ durchlaufen und findet nunmehr nacheinander die Schnittstellen mit den Frequenzlinien $\Delta f = -1$ MHz, $\Delta f = 0$, $\Delta f = +1$ MHz, $\Delta f = 0$ und $\Delta f = -1$ MHz. Der Verlauf der Frequenz ist also durchaus stetig geblieben (Abb. 4 gestrichelte Kurve). Bei noch besserer Anpassung der Last, m noch näher an 1, wird die Frequenzabweichung immer kleiner und die Frequenzsprünge, wie sie unterhalb $m = 0,7$ auftreten können, sind dann nicht mehr vorhanden.

Für ein kürzeres Kabel mit $l = 3$ m liegen die Verhältnisse wesentlich günstiger. In Abb. 5 ist das Rieke-Diagramm, bezogen auf das Ende des 3 m langen Kabels, dargestellt. Der erste Schnittpunkt von zwei Frequenzlinien liegt bei $m = 0,5$ und dort geht der Sprung von $\Delta f = 0$ MHz nach $\Delta f = -1$ MHz. Der Vergleich der Stabilitätsbereiche der drei Diagramme von Abb. 1, 3 und 5 zeigt, daß mit zunehmender Kabellänge die Anpassung am Kabelende immer besser sein muß. Da es jedoch außerordentlich zeitraubend ist, für jede beliebige Kabellänge das Rieke-Diagramm umzuzeichnen und daraus den m -Kreis der jeweils höchstzulässigen Fehlanpassung zu bestimmen, soll versucht werden, eine rechnerische Lösung zu finden.

Während für die soeben durchgeführten Überlegungen das Rieke-Diagramm von den „Klemmen“ des Generators über die Länge l/λ des Kabels an dessen Ende transformiert wurde, soll nun als Bezugsebene die Ebene der Klemmen (Ebene der Elektronenströmung oder der Anodenschlitze des Turbators) beibehalten und die am Kabelende liegende Last über die Länge l/λ des Kabels auf die Ebene des Generators bezogen werden. Wenn am Kabelende der Widerstand $R_a = m \cdot Z_0$ liegt, so ist dieser am Kabelanfang

$$3_L = Z_0 \cdot \frac{m + j \operatorname{tg}(\beta l)}{1 + j m \operatorname{tg}(\beta l)} \quad \text{mit} \quad \beta = \frac{2\pi}{\lambda}$$

Der Scheinleitwert am Kabelanfang ist dann

$$\mathcal{G}_L = \frac{1}{Z_0} \cdot \frac{1 + j m \operatorname{tg}(\beta l)}{m + j \operatorname{tg}(\beta l)}$$

oder

$$\mathcal{G}_L \cdot Z_0 = \frac{1 + j m \operatorname{tg}(\beta l)}{m + j \operatorname{tg}(\beta l)} \quad (1)$$

Das ist ein komplexer Ausdruck, der in Real- und Imaginärteil aufzuteilen ist. Man macht also durch Erweiterung mit $[m - j \operatorname{tg}(\beta l)]$ den Nenner reell und erhält dann

$$\mathcal{G}_L \cdot Z_0 = \frac{m(1 + \operatorname{tg}^2(\beta l)) + j(m^2 - 1) \cdot \operatorname{tg}(\beta l)}{m^2 + \operatorname{tg}^2(\beta l)}$$

oder, wenn man $\operatorname{tg}(\beta l) = \frac{\sin(\beta l)}{\cos(\beta l)}$ setzt

$$\mathcal{G}_L \cdot Z_0 = \frac{m + j(m^2 - 1) \sin(\beta l) \cdot \cos(\beta l)}{(m^2 - 1) \cdot \cos^2(\beta l) + 1}$$

Da nun

$$2 \cdot \sin(\beta l) \cdot \cos(\beta l) = \sin(2\beta l)$$

und

$$2 \cdot \cos^2(\beta l) = 1 + \cos(2\beta l)$$

ist, wird nach kurzer Umformung

$$\begin{aligned} \mathcal{G}_L \cdot Z_0 &= (G_L + j B_L) \cdot Z_0 \\ &= \frac{2m}{m^2 - 1} + j \cdot \frac{\sin(2\beta l)}{\frac{m^2 + 1}{m^2 - 1} + \cos(2\beta l)} \end{aligned} \quad (2)$$

¹⁾ Je nach der Leitungslänge können zwischen den einzelnen Extremwerten der Frequenzabweichung noch mehrere Umläufe liegen, die aus dem Diagramm nicht hervorgehen; Abb. 4 ist daher mit großer Vorsicht zu betrachten.

Es ist somit

$$G_L = \frac{1}{Z_0} \cdot \frac{\frac{2m}{m^2-1}}{\frac{m^2+1}{m^2-1} + \cos(2\beta l)} \quad (3a)$$

und

$$B_L = \frac{1}{Z_0} \cdot \frac{\sin(2\beta l)}{\frac{m^2+1}{m^2-1} + \cos(2\beta l)} \quad (3b)$$

Da $\cos(2\beta l)$ bei Änderung von l oder l/λ immer nur zwischen $+1, 0$ und -1 schwanken kann, wird sich G_L nur von $\frac{1}{m \cdot Z_0}$ über $\frac{2m}{(m^2+1)Z_0}$ bis $\frac{m}{Z_0}$ ändern.

Dagegen wird B_L wegen des Zählers für $\sin(2\beta l) = 0$, also $\left(\frac{2 \cdot 2\pi l}{\lambda}\right) = 0, = \pi, = 2\pi$, oder für $l/\lambda = 0, 0,25, 0,5$ durch Null hindurchgehen; sodann wird für $l/\lambda = 0,125$ der Kosinus im Nenner verschwinden, während zugleich der Zähler gleich $+1$ ist; dann ist

$B_L = \frac{1}{Z_0} \cdot \frac{m^2-1}{m^2+1}$. Weiterhin ist für $l/\lambda = 0,375$ der Kosinus ebenfalls

Null und der Sinus gleich -1 , somit $B_L = \frac{1}{Z_0} \cdot \frac{1-m^2}{1+m^2}$. Besonders

wichtig ist der Fall, daß $B_L = 0$ ist, denn das ist im theoretischen Rieke-Diagramm (wie in Abb. 12 der vorhergehenden Arbeit gezeigt wurde) der Belastungsfall, für den $\Delta f = 0$ ist.

Man bildet nun, ausgehend von Gl. 9 der eingangs zitierten Arbeit, ein ΔB_L , indem man l/λ ändert. Das kann entweder in der oben gezeigten Weise dadurch geschehen, daß man l um Δl wachsen läßt; es

kann aber ebensogut λ um $\Delta \lambda$ oder ω um $\Delta \omega$ geändert werden, denn es ist ja

$$\beta l = \frac{2\pi l}{\lambda} = \frac{2\pi}{v} \cdot f \cdot l = \frac{\omega \cdot l}{v} \quad (4)$$

mit

$$v = 3 \cdot 10^{10} \text{ cm/s.}$$

Aus

$$B_L \cdot Z_0 = \frac{\sin\left(2 \cdot \frac{2\pi l}{\lambda}\right)}{\frac{m^2+1}{m^2-1} + \cos\left(2 \cdot \frac{2\pi l}{\lambda}\right)} = \frac{\sin\left(\frac{2\omega l}{v}\right)}{\frac{m^2+1}{m^2-1} + \cos\left(\frac{2\omega l}{v}\right)}$$

erhält man dann

$$(B_L + \Delta B_L) \cdot Z_0 = \frac{\sin\left(\frac{2(\omega + \Delta\omega)l}{v}\right)}{\frac{m^2+1}{m^2-1} + \cos\left(\frac{2(\omega + \Delta\omega)l}{v}\right)} \quad (5)$$

Wendet man hierauf die Additionstheoreme der Trigonometrie an, und beachtet man, daß $\Delta\omega$ eine sehr kleine Größe ist, so findet man mit

$$\cos\left(2 \cdot \frac{\Delta\omega l}{v}\right) \approx +1$$

$$\sin\left(2 \cdot \frac{\Delta\omega l}{v}\right) \approx 2 \cdot \frac{\Delta\omega l}{v}$$

$$\sin\left(2 \cdot \frac{\omega l}{v}\right) + 2 \cdot \frac{\Delta\omega l \cos\left(2 \cdot \frac{\omega l}{v}\right)}{v}$$

$$(B_L + \Delta B_L) \cdot Z_0 = \frac{\sin\left(2 \cdot \frac{\omega l}{v}\right) + 2 \cdot \frac{\Delta\omega l \cos\left(2 \cdot \frac{\omega l}{v}\right)}{v}}{\frac{m^2+1}{m^2-1} + \cos\left(2 \cdot \frac{\omega l}{v}\right) - 2 \cdot \frac{\Delta\omega l \sin\left(2 \cdot \frac{\omega l}{v}\right)}{v}} \quad (6)$$

(Wird fortgesetzt)



UKW-Service Frequenzmesser FD 1

jetzt von 10 kHz - 900 MHz mit

Überlagerungszusatz FDM 1

zur Bereichserweiterung

Zusatzbereich durch FDM 1: 10 kHz - 30 MHz.

Aktive und passive Messungen mit einer Genauigkeit von $\pm 50 \text{ Hz} \pm 1 \cdot 10^{-6}$ möglich.

Empfindlichkeit ca. 5 mV; Ausgangsspannung ca. 5 - 10 mV.

Grundbereich: 30 MHz - 90 MHz.

Oberwellenbereich: 90 MHz - 900 MHz unter Verwendung der zweiten, fünften und zehnten Harmonischen der Grundfrequenz.

Der Überlagerungszusatz kann an alle bisher gelieferten Geräte ohne Eingriff angeschlossen werden.

SCHOMANDL K. G.

MÜNCHEN 25 BAIERBRUNNERSTRASSE 28

Funkausstellung 1957

Auf einstimmigen Beschluß des Beirates der Fachabteilung Rundfunk und Fernsehen im Zentralverband der elektrotechnischen Industrie e. V. sind mit der Messe- und Ausstellungs-Gesellschaft Frankfurt/Main Verhandlungen aufgenommen worden mit dem Ziel, in der Zeit vom 2. bis 11. August 1957 auf dem Messe- und Ausstellungsgelände in Frankfurt/Main die Große Deutsche Rundfunk-, Fernseh- und Phono-Ausstellung durchzuführen.

Arbeitstagung des Institutes Dr. Förster

In Reutlingen findet am 30. Mai 1956 eine Arbeitstagung des *Institutes Dr. Förster* mit dem Thema „Neue elektromagnetische Verfahren der zerstörungsfreien Werkstoffprüfung und der elektronischen Feinmeßtechnik“ statt. Die Vorträge von Institutsangehörigen sowie auswärtigen Wissenschaftlern und Ingenieuren behandeln u. a. Probleme der Automatisierung bei der Dimensions- und Gewichtssortierung, der statistischen Qualitätskontrolle, der betrieblichen Vermessung der Makro- und Mikrogestalt eines Werkstückes, das neue Verfahren der Magnetografie, das Punktpol-Sortierverfahren, ein neues Meßelement zur Feinmessung, neue Vielfach-Meßverfahren, die Förster-Sonde, ein automatisches, auf der Eigenfrequenzbestimmung des Prüfkörpers beruhendes Verfahren hoher Genauigkeit zur Bestimmung von Elastizitätsmodul, Torsionsmodul und mechanischer Dämpfung.

Dr.-Ing. G. Häbeler

Die Aufsichtsräte der beiden zur *Standard-Electric-Gruppe* gehörenden Firmen *C. Lorenz AG* und *Standard Electric AG* haben Herrn Direktor Dr.-Ing. Gerhard Häbeler zum ordentlichen Vorstandsmitglied in jede der beiden Firmenleitungen berufen.

EC 93

Für die Verwendung als Oszillatortriode für die Fernsehbander IV und V liefert *Telefunken* die zur Pico-7-Reihe gehörende EC 93, bei der das Hauptaugenmerk auf gute Verstärkungseigenschaften im Bereich sehr kurzer Wellen, auf weitgehende Freiheit von Mikrofonie und geringe Streuung der Röhrenkapazitäten gelegt wurde. Um hohe Steilheit und großen Eingangswiderstand zu erreichen, hat die Röhre einen Gitter-Katodenabstand von nur etwa 60 μ , so daß der dämpfende Einfluß der Elektronenlaufzeit sehr klein ist. Dem gleichen Ziel dient die Verringerung der Induktivität in den Zuleitungen durch Verkürzung des Elektrodensystems. Außerdem sind die Anschlüsse von Gitter und Anode doppelt herausgeführt und als induktivitätsarme bändchenförmige Leiter ausgebildet. Schließlich sind die Sockelstifte noch versilbert, um die Verluste durch Skineffekt klein zu halten. Dadurch erreichte man ein stabiles Schwingen bis zu Frequenzen von über 1000 MHz. Die Röhre hat eine Anschwingsteilheit von etwa 14 mA/V.

Technische Daten

U_t 6,3 V

Meßwerte

U_a 200 V

U_g — 4 V

I_a 16 mA

S 8 mA/V

μ 15

Kapazitäten

C_{ga} 1,7 pF

C_{ak} 0,3 pF

C_{gk} 2,1 pF

C_{fk} 1,8 pF

$C_{g/f+k}$ 2,3 pF

$C_{a/f+k}$ 0,45 pF

I_t 200 mA

Betriebswerte (als Oszillator)

U_a 75 V

I_a 16 mA

R_g 10 k Ω

I_g 400 μ A

Grenzwerte

U_{ao} 550 V

U_a 150 V

N_a 2,25 W

I_k 20 mA

$U_{g \text{ abs.}}$ — 100 V

N_g 20 mW

R_g 0,5 M Ω

U_{fk} 90 V

R_{fk} 20 k Ω

Elektronische Steuerung für Schutzgas-Schweißanlagen

Besonders gleichmäßige Schweißnähte lassen sich durch elektronische Steuerung des Schweißkopfes erreichen. Bei der „HWM-2“-Anlage der *Linde and Alloys Department, Union Carbide International Company*, New York, hält eine Automatik den Spannungsabfall des Lichtbogens konstant und steuert zusätzlich auch den Kühlwasser- und Schutzgaszufluß. Die Regelung auf konstante Lichtbogen Spannung erfolgt durch Verändern des Abstandes zwischen Schweißelektrode und Schweißgut, wobei auch Ungleichmäßigkeiten infolge wechselnder Oberflächenform ausgeglichen werden.

Am Bediengerät lassen sich die Arbeitsbedingungen vorwählen, z. B. Lichtbogen Spannung, Ansprechempfindlichkeit der Regelung gegenüber Lichtbogenspannungsänderungen und automatischen Zündens des Lichtbogens. Nach dem Einschalten senkt sich der Schweißkopf dann automatisch in Arbeitsstellung, der Lichtbogen zündet (durch Berühren des Schweißgutes oder mittels Hochfrequenz), und der Schweißvorgang läuft automatisch bis zum Ende der Schweißnaht ab. Eine zusätzliche Bedienung ist nicht erforderlich, so daß das Bedienungspersonal sich ganz der Kontrolle der Schweißnaht widmen kann.

Magnetron für Millimeterwellen

Die *Microwave Associates*, Boston, hat für Dauerbetrieb unter extremen Erschütterungs- und Schwingungsbedingungen zwei neue Impulsmagnetrons entwickelt, die vor allem für die Verwendung in vielzeitig arbeitenden Radaranlagen bestimmt sind. Die physikalisch gleichen Typen „MA-200“ und „MA-206“ haben eine in der Form erheblich verbesserte Verkleidung und zeichnen sich durch geringeres Gesamtgewicht und leichtere Montage-möglichkeit gegenüber dem Standardmodell aus. Durch Verwendung einer imprägnierten Wolframkatode mit gleichmäßiger Stromverteilung konnte die Lebensdauer erhöht werden. Der Typ „MA-200“ ist ein fest abgestimmtes Impulsmagnetron für etwa 40 kW Spitzenleistung bei 35 GHz. Dank der bei seinem Aufbau angewandten Keramik-Metall-Technik bleibt das HF-Spektrum auch durch starke mechanische Schwingungen unbeeinflusst. Das „MA-206“ ist für niedrigere Leistung bestimmt und gibt bei 24 GHz 20 kW Spitzenleistung ab. Vertrieb in Deutschland: *Industria, Ingenieurgesellschaft Hans Oberländer KG*, Stuttgart.

Richtantenne für 160-MHz-Bereich

Für den Frequenzbereich 156...175 MHz liefert *Telefunken* eine Richtantenne, die aus vier Viererfeldern „A 138/2“ besteht, die paarweise untereinander angeordnet sind. Die Fehlanpassung ist $\leq 1,2$ bezogen auf 60 Ohm innerhalb obigen Frequenzbereiches. Der Leistungsgewinn — bezogen auf Halbwellen-Dipol — ist etwa 24. Die für den ortsfesten Einsatz bestimmte Antenne hat bei einem Gewicht von etwa 95 kg (ohne Standrohr) eine Höhe und Breite von je 3000 mm und eine Tiefe von 950 mm. Die Segelfläche ist etwa 2,5 m².

Datenblätter über Germanium-Dioden und Transistoren

Eine neue vollständige Liste über Germanium-Spitzendioden, Diodenpaare und pnp-Flächentransistoren hat die *Süddeutsche Telefon-Apparate-, Kabel- und Drahtwerke AG TeKaDe*, Nürnberg, herausgegeben.

TBL 7/8000 und TBW 7/8000

Besonders für den Einsatz in Industriegeneratoren ist von *Valvo* eine neue 7-kW-Sendetriode TBL 7/8000 bzw. TBW 7/8000 entwickelt worden, die sich auch zur Verwendung in Nachrichtensendern eignet. Die neuen Röhren sind Weiterentwicklungen der Typen TBL 6/6000 bzw. TBW 6/6000. Auch die neuen Typen sind für Druckluft- bzw. Wasserkühlung eingerichtet und haben eine Anodenverlustleistung von 5 bzw. 6 kW bei 30 MHz Grenzfrequenz. Thoriierte Wolframkatoden und hochbelastbare Gitter machen die neuen Typen für raue Betriebsbedingungen, aber auch für Nachrichtensender besonders geeignet.



DEUTSCHE INDUSTRIEAUSSTELLUNG BERLIN 1956 · 15. - 30. SEPT.

Anmeldeschluß 6. Juni

REFERATE

Elektronisches Vermessungsgerät¹⁾

DK 526.923:621.385

Für die geodätische Landvermessung besteht Bedarf an der schnellen und genauen Festlegung von Basislinien, wobei Planier- und Aufräumarbeiten und die mehrfache Verwendung von Meßbändern und -latten vermieden werden sollten. Diesem Ziel einer beträchtlichen Rationalisierung von Landvermessungsarbeiten dient ein von dem schwedischen Geodäten E. Bergstrand angegebenes und bei der *AGA Gasaccumulator Co.*, Stockholm, gefertigtes optisch-elektronisches Gerät, das auf dem Fizeauschen Versuch zur Bestimmung der Lichtgeschwindigkeit beruht und Geodimeter genannt wird. Dabei wird das Fizeausche Zahnrad zur Unterbrechung des Meßlichtstrahls durch eine mit 10 MHz modulierte und mit zwei gekreuzten Polarisatoren versehene Kerrzelle ersetzt. An Stelle des Auges des Beobachters tritt ein Fotomultiplier. Die Entfernungsmessung erfolgt durch Phasenvergleich zwischen der Meßstrecke und einer elektrischen Verzögerungsstrecke, die die gleiche Verzögerung des Signals erzeugt wie die Meßlänge zwischen dem Lichtaustritt des Geodimeters und dem Reflexionsspiegel am Ende der Meßstrecke. Die elektrische Verzögerungsstrecke wird durch einen eingebauten Lichtweg von einstellbarer Länge geeicht. Die Meßlänge muß etwas länger als 7,5 m, d. h. $\frac{1}{4}$ der Modulationsfrequenz-Wellenlänge, sein. Mit Rücksicht auf Witterungseinflüsse haben Messungen mit dem Geodimeter einen wahrscheinlichen Fehler von $1:5 \cdot 10^5$ bis $1:4 \cdot 10^6$. W.

Studium der Schwingungsarten des „Carcinotrons M“²⁾

DK 621.373.423

Legt man an eine Leitung mit periodischer Struktur (Wendel, Interdigitalleitung usw.) eine sinusförmige Spannung, so ist die räumliche Verteilung der entstehenden Welle keinesfalls sinusförmig, wie dies bei einer Leitung mit gleichmäßigem Aufbau der Fall ist. Man kann sich die entstehende Welle aus einer — u. U. unendlich großen — Anzahl von „Raumharmonischen“ zusammengesetzt denken, das sind Wellen, mit räumlich sinusförmiger Verteilung und voneinander verschiedenen Phasengeschwindigkeiten. Ihre Richtung kann mit der Richtung, in der durch die resultierende Welle Energie übertragen wird, übereinstimmen, sie kann aber auch entgegengesetzt sein (Rückwärtselle). Die Raumharmonischen haben alle die gleiche Frequenz, dürfen also nicht verwechselt werden mit Oberschwingungen, wie sie in nichtlinearen Schaltelementen entstehen.

Bei allen Wanderfeldröhren läuft ein Elektronenstrahl entlang einer Verzögerungsleitung, die meistens periodische Struktur hat. Er tritt mit den Wellen, die sich auf der Leitung ausbreiten, in Wechselwirkung und sein Wechselstromanteil wird bei richtiger Abstimmung zwischen Wellen- und Elektronengeschwindigkeit verstärkt. Ist die wirksame Raumharmonische eine „Rückwärtselle“, so bezeichnet man die Wanderfeldröhre als „Rückwärtsellenröhre“. Die *Comp. Générale de Télégraphie sans Fil* hat sich hierfür die Markenbezeichnung „Carcinotron“ schützen lassen. Infolge der entgegengesetzten Richtungen von Leistungstransport auf der Ver-

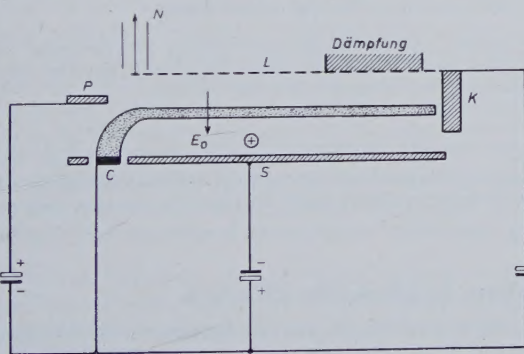


Abb. 1. Wanderfeldröhre vom Typ „Carcinotron M“. C = Katode, L = Verzögerungsleitung, S = Sohle, P = Beschleunigungselektrode, K = Auffangelektrode

zögerungsleitung und Elektronenbewegung ist eine innere Rückkopplung vorhanden. Sorgt man außerdem durch ein senkrecht zum Elektronenstrahl stehendes Magnetfeld für eine Ablenkung der Elektronen und legt man zwischen Verzögerungsleitung und einer zusätzlichen Elektrode, der „Sohle“ (ligne sole) eine Spannung (Abb. 1), so erhält man eine Wanderfeldröhre vom Typ „Carcinotron M“. Ein „Carcinotron“ ohne transvers-

Der wahre Grund



für die zugleich unübertroffene Genauigkeit und bequeme Handhabung der Dekadischen Meßgeneratoren ist die durch Stufenschaltung genau definierte Frequenzeinstellung, kleine Frequenzunsicherheit ($\approx 10^{-3}$), Vermeidung subjektiver Ablesefehler, vollkommene Wiedereinstellbarkeit, optimale Temperaturkompensation



**Dekadische
Meßgeneratoren**
für den Frequenzbereich 0,1 Hz bis 100 kHz

WANDEL u. GOLTERMANN
RUNDFUNK- UND MESSGERÄTE REUTLINGEN/WÜRT.

Wir suchen

zum möglichst baldigen Eintritt einen befähigten und ideenreichen

Diplom-Ingenieur

Wir bieten

in der Nähe Stuttgart eine interessante, abwechslungsreiche Tätigkeit in harmonischem Betriebsklima. 5-Tage-Woche. Bei Wohnungsbeschaffung sind wir behilflich.

Wir erwarten

besondere Fähigkeiten für neuzeitliche Entwicklungsaufgaben auf dem Gebiet der Industrieelektronik und der zerstörungsfreien Werkstoffprüfung mittels magnetischer und elektrischer Methoden.

Auf Wunsch geben wir nähere Aufklärung über unser Arbeitsprogramm.

Zuschriften erbeten an

INSTITUT DR. FÖRSTER
(14b) REUTLINGEN · GRATHWOHLSTR. 4

¹⁾ Geodimeter Determines Precise Baselines. Electronics Bd. 28 (1955) Nr. 7, S. 194 u. 196

²⁾ Bennetot, M. de: Étude des modes d'oscillations du „Carcinotron M“. Ann. de Radioélectr. Bd. 10 (1955) S. 328—343

sales Magnetfeld wird als „Carcinotron O“ (ordinaire) bezeichnet. Während bei diesem die Elektronen durch ein longitudinales elektrisches Feld beschleunigt werden, ist beim „Carcinotron M“ das elektrische Feld senkrecht zur Elektronenbewegung gerichtet und steht auch senkrecht zum Magnetfeld (Abb. 1).

Um die Röhren bemessen zu können, muß man die Größe jenes Elektronenstromes kennen, bei der die gewünschten Schwingungen einsetzen (Einsatzstrom), sowie die Bedingungen, die für das Entstehen der einzelnen Schwingungstypen maßgebend sind. Für die theoretische Behandlung ist es zulässig, mit sehr kleinen Amplituden zu rechnen und andere Vereinfachungen anzubringen. Keinesfalls darf man aber die Raumladungen vernachlässigen, wenn man brauchbare Aussagen erhalten will.

Nach Aufstellung der Bewegungsgleichungen der Elektronen und nach Formulierung der Ausdrücke für die Wechselwirkung zwischen Elektronen und Wellen wird die Bedeutung der einzelnen Terme besprochen. Nach der vereinfachten Theorie ergeben sich nur zwei fortschreitende Wellen, die weder verstärkt noch gedämpft werden. Der berechnete Einsatzstrom ist zehnmal größer als der experimentell bestimmte. Die Schwingungen höherer Ordnung haben die gleiche Frequenz wie die Grundschwingung, während der Versuch verschiedene Frequenzen ergibt.

Unter Berücksichtigung der Raumladung dagegen ergeben sich drei fortschreitende Wellen. Die numerische Auswertung der gefundenen Gleichungen und ihr Vergleich mit den Versuchen wird einem zweiten Teil der Arbeit vorbehalten.

Roe.

T A G U N G E N

Zerstörungsfreie Prüfung

Die Gesellschaft zur Förderung Zerstörungsfreier Prüfverfahren, der Ausschuß „Zerstörungsfreie Prüfung“ der Deutschen Gesellschaft für Metallkunde und der Ausschuß für zerstörungsfreie Prüfung beim Verein Deutscher Eisenhüttenleute veranstalten am 28. und 29. Mai 1956 im Matthäus-Alber-Haus, Reutlingen, eine Vortragstagung „Zerstörungsfreie Prüfung“. Das Hauptthema des ersten Tages ist „Zerstörungsfreie Dicken-, Dichte- und Schichtdicken-Messung“. Die drei Hauptreferate (O. Vaupel, Prüfung mit Strahlen; K. Werner, Prüfung mit Ultraschall; W. Jellinghaus, Prüfung mit magnetischen, elektrischen und verwandten Verfahren) werden durch eine Reihe von Kurzreferaten ergänzt. Der zweite Tag bringt insgesamt 19 Vorträge aus verschiedenen Gebieten der zerstörungsfreien Werkstoffprüfung.

Im Anschluß an diese Tagung findet am 30. Mai die Arbeitstagung des Institutes Dr. Förster statt (vgl. auch S. 150 dieses Heftes).

FUNK-TECHNIK

RADIO · FERNSEHEN · ELEKTRONIK



brachte in den Maiheften u. a. folgende Beiträge:

1. Maiheft 1956 (Nr. 9)

- Transformatorlose Gegentaktschaltung
- Fernseh-Antennenverstärker in Breitbandtechnik
- Störeffekte beim Fernsehempfang
- Eine moderne Funkbetriebs-Ausbildungs- und Übungsanlage
- Stromtorsteuerungen
- Reichweite der menschlichen Stimme im Raum
- Heim-Tonbandgerät »TR 3« und Tonbandkoffer »TK 7/3 D«
- Messevorbericht: Hochfrequenz und Elektroakustik

2. Maiheft 1956 (Nr. 10)

- Der Zugpostfersprecher
- Abschneideschaltungen im Fernsehempfänger
- Spezial-Empfänger für Kurzwellen-Amateure
- Mischvorverstärker mit Transistoren
- Anpassungsfragen beim Kristall-Tonabnehmer
- Anpassung von Antenne und Empfänger im UKW-Bereich
- Regelungs- und Steuerungstechnik
- Von Sendern und Frequenzen • Kurznachrichten • Zeitschriftendienst
- Beilagen: Bausteine der Elektronik • Verlustbehaftete Schwingungskreise
- Amerikanische Abkürzungen

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH · Berlin-Borsigwalde

NEUE BÜCHER

Halbleiterprobleme II

Herausgegeben von W. Schottky. Braunschweig 1955, Verlag Friedr. Vieweg & Sohn. VIII, 292 S. m. 62 Abb. Preis in Halbl. geb. 28,80 DM

Der zweite Band bringt die auf der Hamburger Tagung 1954 gehaltenen Referate, die technisch auf den Stand vom Frühsommer 1955 gebracht worden sind und zusätzlich noch Beiträge enthalten, die sich aus der mündlichen und schriftlichen Diskussion der Berichtsthemen ergeben haben. Die ersten Beiträge behandeln die Bewegung elektronischer Ladungsträger in polaren Kristallen, Probleme der effektiven Masse von Kristallelektronen, Probleme der Selenleitung sowie Halleffekte und magnetische Widerstandsänderungen. Weitere Referate sind dann u. a. den Fragen der elektronischen Reaktionskinetik in Halbleitern, dem besonders für Transistoren wichtigen Problemen der Paar-Rekombination und -Erzeugung an Störstellen mittlerer Energielage und der Störstellenbewegung in Festkörpern unter dem Einfluß von Diffusions- und Feldeinwirkungen gewidmet. Eine übersichtliche Darstellung der fotochemischen Prozesse in Festkörpern und Kühlfragen bei *pn*-Leistungsgerichten beschließen diesen zweiten Band, der wiederum den immer größer werdenden Kreis der an Halbleiterproblemen interessierten Wissenschaftler und Ingenieure mit neuen Forschungsergebnissen vertraut macht, und dem eine weite Verbreitung zu wünschen ist.

— o —

Scientific and Technical Abbreviations, Signs and Symbols

Von O. T. Zimmermann und Irvin Lavine. Dover, New Hampshire, 1949, Industrial Research Service Inc. Auslieferung in Deutschland: Carl Heymanns Verlag KG., Köln. 541 S. Preis in Leinen geb. 46,80 DM.

Mit diesem umfassenden Handbuch, das seit kurzem auch auf dem deutschen Büchermarkt greifbar ist, wurde endlich allen denen, die angelsächsisches wissenschaftliches oder technisches Schrifttum zu bearbeiten haben, ein lang entbehrtes Hilfsmittel zur Verfügung gestellt. Der übersichtlich angeordnete Inhalt gibt mit einem Minimum von Zeitaufwand über die Bedeutung aller Abkürzungen, Zeichen und Symbole Auskunft, die in wissenschaftlichen oder technischen Veröffentlichungen und auf Zeichnungen, Plänen oder Karten Verwendung finden. Sämtliche Symbolsymbole der Elektrotechnik, der Regelungstechnik, der Nachrichtentechnik, Abkürzungssymbole der HF-Technik und Elektronik, elektrische Maßeinheiten und Formelzeichen, Symbole für elektrische Installationen auf Bauzeichnungen, militärische, luftfahrttechnische, werkstattstechnische, schweißtechnische Abkürzungen und Symbole, Abkürzungen der allgemeinen Schriftsprache und geografischer Begriffe usw., typografische Korrekturzeichen, ein nahezu vollständiges Verzeichnis aller international wichtigen technischen Zeitschriften mit ihren in USA üblichen Abkürzungen u. a. sind in 17 Abschnitten mit 76 Tabellen und einem Index mit überraschender Vollständigkeit erfaßt.

Für den Forscher, den Entwicklungsingenieur, den Studenten und den Importeur oder Exporteur kann dieses Handbuch zu einer unentbehrlichen Ergänzung des Fachwörterbuches werden.

W.

Alle besprochenen Bücher können durch HELIOS Buchhandlung und Antiquariat GmbH, Berlin-Borsigwalde, bezogen werden

Die Grundlagen der industriellen Elektronik

Von W. L. Davis und H. R. Weed. Stuttgart 1955, Berliner Union Stuttgart. 458 S. m. 410 Abb. Preis in Plastikeinband 58,— DM.

Die Übersetzung dieses Buches zweier amerikanischer Fachleute gibt in leichtverständlicher Form eine Übersicht über grundlegende Prinzipien der Elektronik. An Voraussetzungen werden nur Kenntnisse der Wechselstromtheorie, der Theorie elektronischer Stromkreise und elementarer Differentialgleichungen gefordert. Das Buch legt besonderen Wert auf die Behandlung der Grundlagen und geht dabei auch weitgehend auf die physikalischen Vorgänge ein, während praktische Schaltungen und Anwendungsbeispiele nur so weit gebracht werden, wie es zum Verständnis der allgemeinen Prinzipien erforderlich ist. Als Ergänzung zu den bereits vorhandenen deutschen Standardwerken der industriellen Elektronik wird deshalb der an den Prinzipien dieser Technik interessierte Ingenieur dieses gut ausgestattete und mit einem ausführlichen Literatur- und Stichwortverzeichnis versehene Buch gern zur Hand nehmen.

Rö